



**TUGAS AKHIR -TE 141599**

**PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI 3 FASA  
MENGUNAKAN METODE *VECTOR* KONTROL BERBASIS *PID-  
FUZZY HYBRID***

Anna Dwita Paulus Sudin  
NRP 2212 106 063

Dosen Pembimbing  
Dr. Ir. Mochammad Rameli  
Ir. Rusdhianto Effendie A.K,MT

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO  
Fakultas Teknologi Industri  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember  
Surabaya 2015



FINAL PROJECT-TE 141599

***PID-FUZZY HYBRID BASED SPEED CONTROLLER USING VECTOR  
CONTROLLED 3 PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE***

Anna Dwita Paulus Sudin  
NRP 2212 106 063

Advisor  
Dr. Ir. Mochammad Rameli  
Ir. Rusdhianto Effendie A.K,MT

ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT  
Faculty of Industrial Technology  
Sepuluh Nopember Institute of Technology  
Surabaya 2015

**PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI 3 FASA  
MENGUNAKAN METODE *VECTOR* KONTROL BERBASIS  
*PID-FUZZY HYBRID***

**TUGAS AKHIR**

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan  
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik  
Pada  
Bidang Studi Teknik Sistem Pengaturan  
Jurusan Teknik Elektro  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

**Menyetujui :**

**Dosen Pembimbing I**

**Dosen Pembimbing II**



**Dr. Ir. Mochammad Rameli**  
**NIP. 195412121981031002**

**Ir. Rusdianto Effendie A.K.MT.**  
**NIP. 1962 06 03 1989 03 1002**



# **PENGATURAN KECEPATAN MOTOR INDUKSI 3 FASA MENGUNAKAN METODE *VECTOR* KONTROL BERBASIS *PID-FUZZY HYBRID***

**Nama** : Anna Dwita PS  
**Pembimbing** : Ir. Mochammad Rameli, MT  
Ir. Rusdhianto Effendie A.K,MT.

## **ABSTRAK**

Motor induksi tiga fasa merupakan penggerak elektrik yang populer di dunia industri, karena konstruksinya yang kuat, perawatannya mudah, dan handal. Namun, adanya variasi parameter pada motor induksi karena adanya hubungan elektrik antara komponen stator dan rotor membuat motor induksi sangat tidak liner dan tidak mudah dikendalikan. Dalam penelitian ini, metode yang digunakan untuk mengatur motor induksi adalah metode *vector* kontrol dalam *synchronously rotating frame*. Untuk mengatur kecepatan motor induksi, digunakan kontroler *PID-Fuzzy Hybrid* yaitu penggabungan antara kontroler *fuzzy* struktur PD dan kontroler Integrator biasa. Sistem (*plant* dan kontroler) yang telah didesain disimulasikan pada MATLAB, dan hasil simulasi menunjukkan bahwa kontroler *PID-Fuzzy Hybrid* yang telah dirancang dapat mencapai kecepatan referensi yang dibeikan, dan juga dapat mengikuti perubahan beban dengan *settling time* = 0,46 detik, tanpa *overshoot* dan tidak terdapat eror steady state. Akan tetapi, terdapat *ripple* dengan nilai maksimum 0,25%.

**Kata kunci** : Motor Induksi, *Vector* Kontrol, *PID-Fuzzy Hybrid*, Kontrol Kecepatan

## ***PID-FUZZY HYBRID BASED SPEED CONTROLLER USING VECTOR CONTROLLED 3 PHASE INDUCTION MOTOR DRIVE***

**Name** : Anna Dwita PS  
**Supervisor** : Ir. Mochammad Rameli, MT  
Ir. Rusdhianto Effendie A.K,MT.

### ***ABSTRACT***

*Three phase induction motor is an electric drives that very popular in industrial world, due to it robust construction, easy maintenance and high reliability. Unfortunately, its parameters vary with time due to electric connections between stator and rotor and cause an induction motor highly non-linear and difficult to controlled. In this research, the method used to controlled an induction motor called vector control in dalam synchronously rotating frame. Adjust the speed used PID –Fuzzy Hybrid controller, which is combine a Fuzzy PD with conventional integral controller. The system (plant and designed controller ) is simulated using MATLAB. Simulation result indicate that designed PID-Fuzzy Hybrid can adjust the reference speed given, and also suffer to load changing, with settling time =0,46 second, without overshoot and error steady state. Unfortunately, there is a ripple with maximum value about 0,2 %.*

**Keywords:** *Inducton Motor, Vector Control, Hybrid, PID-Fuzzy, Speed Controller.*

## KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kehadiran Tuhan Yang Maha Esa, yang selalu memberikan kasih dan anugerah-Nya sehingga Tugas Akhir ini dapat terselesaikan dengan baik. Penulis mengucapkan terima kasih kepada Bapak Ir. Mochammad Rameli MT dan Bapak Ir. Rusdhianto Effendie A.K,MT atas segala waktu dalam memberikan bimbingan ilmu, moral, dan spiritual dari awal hingga terselesaikannya Tugas Akhir ini.

Tugas akhir ini juga dapat terselesaikan berkat dukungan dari keluarga khususnya orang tua dan saudara penulis. Terkhusus kepada kedua orang tua Yacub Sudin dan Kory, serta saudara –saudari tercinta yasri, suri, veri dan juni yang selama ini selalu mendoakan dan memberikan semangat penulis ucapkan banyak terima kasih.

Selesaiannya tugas akhir ini, juga tidak terlepas dari peran rekan – rekan, terutama rekan – rekan tim “Motor Induksi”(Rizalun, Yusuf, Ihsan, Pras, Wildan dan Yuda), yang senantiasa memberikan saran dan kritikan yang membangun dalam pengerjaan tugas akhir ini. Syfa, Nani, Olenka dan Kamil serta Septian yang selalu memberikan motivasi dan bantuan yang terselubung dalam bentuk *bullyan*, keluarga Sistem Pengaturan Lintas Jalur 2012 tercinta, serta berbagai pihak yang tidak dapat penulis sebutkan satu demi satu. Penulis menyadari dan memohon maaf atas segala kekurangan pada Tugas Akhir ini. Akhir kata, semoga Tugas Akhir ini dapat bermanfaat dalam pengembangan keilmuan di kemudian hari.

Surabaya, Januari 2015

Penulis

## DAFTAR ISI

<b>HALAMAN JUDUL .....</b>	<b>i</b>
<b>PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR.....</b>	<b>v</b>
<b>LEMBAR PENGESAHAN .....</b>	<b>vii</b>
<b>ABSTRAK .....</b>	<b>ix</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>xi</b>
<b>KATA PENGANTAR.....</b>	<b>xiii</b>
<b>DAFTAR ISI.....</b>	<b>xv</b>
<b>DAFTAR GAMBAR.....</b>	<b>xvii</b>
<b>DAFTAR TABEL .....</b>	<b>xix</b>
<b>BAB I PENDAHULUAN.....</b>	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang .....	1
1.2 Perumusan Masalah.....	2
1.3 Batasan Masalah.....	3
1.4 Tujuan.....	3
1.5 Metodologi .....	3
1.6 Sistematika Penulisan.....	4
1.7 Relevansi .....	4
<b>BAB II DASAR TEORI.....</b>	<b>5</b>
2.1 Motor Induksi .....	5
2.1.1 Konstruksi motor induksi tiga fasa .....	5
2.1.2 Prinsip Kerja Motor Induksi.....	8
2.1.3 Prinsip Medan Putar .....	9
2.1.4 <i>Slip</i> Motor Induksi .....	10
2.1.5 Model Matematika Motor Induksi .....	11
2.2 Vektor Kontrol.....	20
2.2.1 Metode langsung (Direct) .....	22
2.2.2 Metode tak langsung (indirect) .....	24
2.3 Hysteresis-band PWM .....	28
2.4 Kontroler PID .....	29
2.5 Teori Kontroler <i>Fuzzy</i> [10] .....	31
2.5.1 Himpunan <i>Fuzzy</i> [10].....	31
2.5.2 Sistem Kontrol <i>Fuzzy</i> [10] .....	32
2.5.3 Fuzzifikasi [10] .....	33

2.5.4 <i>Rule Base</i> .....	35
2.5.5 Mekanisme Inferensi <i>Fuzzy</i> [10] .....	37
2.5.6 Defuzzifikasi [10] .....	38
2.6 Kontroler PID <i>Fuzzy Hybrid</i> .....	40
<b>BAB III PERANCANGAN SISTEM .....</b>	<b>41</b>
3.1 Diagram Keseluruhan Sistem .....	41
3.2 Perancangan Simulasi Motor Induksi .....	41
3.3 Perancangan Vektor Kontrol .....	45
3.4 Perancangan Kontroler <i>PID-Fuzzy Hybrid</i> .....	51
<b>BAB IV SIMULASI DAN ANALISA .....</b>	<b>57</b>
4.1 Simulasi Pemodelan Motor Induksi .....	57
4.2 Simulasi Motor Induksi dengan Kontroler <i>PID-Fuzzy Hybrid</i> .....	58
4.2.1 Kondisi Tanpa Beban .....	59
4.2.2 Kondisi dengan Beban .....	60
<b>BAB V PENUTUP .....</b>	<b>67</b>
5.1 Kesimpulan .....	67
5.2 Saran .....	67
<b>DAFTAR PUSTAKA .....</b>	<b>69</b>
<b>LAMPIRAN .....</b>	<b>71</b>
<b>RIWAYAT HIDUP .....</b>	<b>75</b>



## DAFTAR TABEL

<b>Tabel 2. 1</b>	<i>Rule Base</i> .....	37
<b>Tabel 3. 1</b>	Parameter Motor Induksi .....	45
<b>Tabel 3. 2</b>	Tabel Mack Vicar Whelan dengan <i>Rule base 5x5</i> .....	54
<b>Tabel 4.1</b>	Karakteristik Respon Transien Kurva Kecepatan Motor Induksi .....	57
<b>Tabel 4.2</b>	Parameter Pengujian Motor Induksi dengan Kontroler <i>PID-Fuzzy Hybrid</i> .....	59
<b>Tabel 4.3</b>	Karakteristik Respon Transien dan <i>steady state</i> Hasil Simulasi Motor Induksi .....	60
<b>Tabel 4.4</b>	Karakteristik Respon Transien dan <i>steady state</i> Hasil Simulasi Motor Induksi .....	64

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR GAMBAR

<b>Gambar 2.1</b>	Penampang stator dan rotor motor induksi tiga fasa.....	6
<b>Gambar 2.2</b>	Komponen stator motor induksi tiga fasa .....	6
<b>Gambar 2.3</b>	(a) Rotor sangkar bajing dan bagian-bagiannya, (b)Motor induksi tiga fasa jenis rotor sangkar bajing.....	7
<b>Gambar 2.4</b>	(a) Tampilan <i>close-up</i> bagian <i>slip</i> ring motor belitan; (b)Motor induksi tiga fasa rotor belitan.....	8
<b>Gambar 2.5</b>	Diagram skematik motor induksi rotor belitan .....	8
<b>Gambar 2.6</b>	Nilai arus dan posisi fluks dalam satu siklus medan putar .....	10
<b>Gambar 2.7</b>	Tahapan putaran setiap 1/6 siklus medan putar .....	10
<b>Gambar 2.8</b>	Model Rangkaian Motor Induksi Tiga Fasa .....	12
<b>Gambar 2.9</b>	(a) <i>coupling effect</i> antara belitan stator dan rotor tiga fasa (b) Representasi motor dalam dua fasa.....	14
<b>Gambar 2.10</b>	Transformasi clarke .....	16
<b>Gambar 2.11</b>	Rangkaian ekivalen motor induksi dalam frame stasioner [4] .....	18
<b>Gambar 2.12</b>	Transformasi Park.....	19
<b>Gambar 2.13</b>	Rangkaian ekivalen motor induksi dalam frame <i>d-q</i> [4] .....	20
<b>Gambar 2.14</b>	Prinsip Implementasi vektor kontrol dengan model <i>d-q</i> [4] .....	21
<b>Gambar 2.15</b>	Diagram Vektor Kontrol [12] .....	22
<b>Gambar 2.16</b>	Blok Diagram Metode <i>Direct Vector Control</i> .....	23
<b>Gambar 2.17</b>	Diagram Fasor direct Vector Control .....	24
<b>Gambar 2.18</b>	Diagram Fasor Indirect Vector Control .....	25
<b>Gambar 2.19</b>	Bagan Metode Indirect Vector control .....	28
<b>Gambar 2.20</b>	Prinsip Kerja Hysteresis Band .....	29
<b>Gambar 2.21</b>	Diagram Blok Kontroler PID.....	30
<b>Gambar 2.22</b>	Perbedaan Himpunan Klasik dan Himpunan <i>Fuzzy</i> [10] .....	32
<b>Gambar 2.23</b>	Skema kontroler <i>Fuzzy</i> [10].....	32
<b>Gambar 2.24</b>	Bentuk-Bentuk Fungsi Keanggotaan [10] .....	34
<b>Gambar 2.25</b>	Format Hubungan .....	36
<b>Gambar 2.26</b>	Tabel Mack Vicar Whelan.....	37
<b>Gambar 2.27</b>	Kontroler <i>PID Fuzzy Hybrid</i> .....	40
<b>Gambar 3.1</b>	Blok Perancangan Sistem .....	41
<b>Gambar 3.2</b>	Blok simulasi motor induksi tiga fasa.....	44

<b>Gambar 3.3</b>	Blok Perhitungan $\theta_e$ .....	46
<b>Gambar 3.4</b>	Blok Perhitungan Fluks Rotor ( $\phi_{ir}$ ).....	46
<b>Gambar 3.5</b>	Blok transformasi arus $i_{ds}-i_{qs}$ ke $i_a, i_b, i_c$ .....	46
<b>Gambar 3.6</b>	Blok Transformasi Invers Park.....	47
<b>Gambar 3.7</b>	Blok Transformasi Invers Clarke .....	47
<b>Gambar 3.8</b>	Perhitungan $i_{qs}^*$ .....	47
<b>Gambar 3.9</b>	Blok Perhitungan Arus Referensi $i_{ds}^*$ .....	48
<b>Gambar 3.10</b>	Blok Transformasi $i_{ds}^*-i_{qs}^*$ ke $i_a^*, i_b^*, i_c^*$ .....	48
<b>Gambar 3.11</b>	Blok hysteresis Band.....	49
<b>Gambar 3.12</b>	Tuning Parameter Transisi Hysteresis Band.....	49
<b>Gambar 3.13</b>	Blok Inverter .....	50
<b>Gambar 3.14</b>	Blok Transformasi tegangan $v_a, v_b, v_c$ ke $v_{ds}-v_{qs}$ .....	51
<b>Gambar 3.15</b>	<i>Flowchart</i> Proses <i>Fuzzy</i> .....	52
<b>Gambar 3.16</b>	Fungsi Keanggotaan Fuzzifikasi Sinyal $e, \Delta e$ dan sinyal kontrol.....	53
<b>Gambar 3.17</b>	Blok Kontroler <i>PID Fuzzy Hybrid</i> .....	55
<b>Gambar 3.18</b>	Window Parameter Kontroler.....	55
<b>Gambar 4.1</b>	Respon Kecepatan Vs Torsi Pemodelan Motor Induksi dengan Sumber Tegangan 3Fasa Murni. ....	58
<b>Gambar 4.2</b>	Respon Kecepatan, Torsi Output, dan Torsi Referensi Motor Induksi Tanpa beban dengan Kontroler <i>PID</i> <i>Fuzzy Hybrid</i> .....	59
<b>Gambar 4.3</b>	Kurva Beban Instan.....	61
<b>Gambar 4.4</b>	Respon Sinyal Kontrol, Torsi output, dan Kecepatan Motor beban instan dengan Kontroler <i>PID Fuzzy</i> <i>Hybrid</i> .....	61
<b>Gambar 4.5</b>	Kurva $\omega_e$ dan $\omega_r$ dengan beban instan 15 N-m .....	62
<b>Gambar 4.6</b>	Kurva Beban Gradual .....	63
<b>Gambar 4.7</b>	Respon Sinyal Kontrol, Torsi output, dan Kecepatan Motor beban gradual dengan Kontroler <i>PID Fuzzy</i> <i>Hybrid</i> .....	63
<b>Gambar 4.8</b>	Tampilan <i>Close-up</i> Respon Kecepatan.....	65
<b>Gambar 4.9</b>	Kurva $\omega_e$ dan $\omega_r$ dengan Beban Gradual.....	65

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] Wildi, Theodore, *Electric Machines, Drives, and Power Systems*, Pearson Education Inc., 2002
- [2] Ong, Chee-mun, *Dynamic Simulation of Electric Machinery*, Prentice Hall, 1997.
- [3] Boldea and Nassar, *Electric Drives*, CRC Press, 1992
- [4] Bose, BK, *Modern Power Electronic and AC Drives*, Prentice Hall, 2002
- [5] Kumar, Shanjiiv dkk, "Fuzzy Logic Based Speed Controller for Vector Controlled Cage Induction Motor Drive, *IEEE Journal*, 1998.
- [6] Mohan, Ned, *Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modelling using Simulink®*, Minneapolis, MNPRESS, 2001.
- [7] T.-J Ho and L.-Y Yeh, "Design of A Hybrid PID Plus Fuzzy Controller for Speed Control of Induction Motor", *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications* pp:1352-1357. 2010
- [8] Wei Li, "Design of A hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral-Derivative Controller", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* vol:6, No:4, November 1998, pp:449-463.
- [9] Yen-shin Lai and Juo-Chiun Lin, "New Hybrid Fuzzy Controller for Direct Torque Control Induction Motor Drives", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol.18, No.5, September 2003, pp.1211-1219.
- [10] M.syahputra Oktojunaswar, Perancangan dan Implementasi Kontroler PID-Fuzzy untuk menjaga stabilitas Nilai frekuensi Tegangan Terbangkit pada Pembangkit Listrik Kapasitas 1KVA dengan Penggerak Utama Motor Bakar 4-Tak, *Tugas Akhir*, Jurusan Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya, 2012.
- [11] Nurlita Gamayanti, Karakteristik Sistem Orde Pertama, *Handout Mata Kuliah Dasar Sistem Pengaturan*, Jurusan Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya.
- [12] Buja, Kamierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004.

*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## RIWAYAT HIDUP



Anna Dwita Paulus Sudin lahir di Mamasa Sulawesi Barat, pada tanggal 04 maret 1992. Penulis merupakan anak kedua dari lima bersaudara, pasangan Yacub Sudin dan Kory. Penulis menempuh jenjang pendidikan di TK YPK Mamasa, SDN 1 Mamasa, SMPN 1 Mamasa dan SMAN 1 Mamasa. Setelah lulus SMA, penulis melanjutkan studi diploma di Jurusan Teknik Elektro, Politeknik Negeri Ujung Pandang dengan program studi elektronika. Setelah dinyatakan lulus pada tahun 2013 penulis melanjutkan studinya di Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya. Pada Januari 2015, penulis mengikuti seminar dan ujian tugas akhir sebagai salah satu syarat memperoleh gelar Sarjana Teknik Elektro.  
Email : [annadwita063@gmail.com](mailto:annadwita063@gmail.com)

# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Penggerak elektrik adalah sebuah sistem industri yang menampilkan konversi energi listrik menjadi energi mekanik ataupun sebaliknya untuk menjalankan berbagai macam proses seperti : plant-plant produksi, transportasi untuk manusia maupun barang-barang, peralatan rumah tangga, pompa, kompresor udara, penggerak *disc* komputer, robot, pemutar Gambar atau musik, dan masih banyak lagi [3]. Penggerak elektrik atau yang sering disebut sebagai mesin listrik yang digunakan berdasarkan perbedaan sumber listrik yang digunakan, motor listrik terbagi atas motor arus searah (DC) dan motor arus bolak-balik (AC).

Data penggunaan motor AC dan DC menunjukkan bahwa dari tahun 1990 penggunaan motor AC lebih banyak jika dibandingkan dengan motor DC yaitu sebanyak 60%, dan penggunaannya terus meningkat hingga tahun 2005, yaitu sebanyak 80. Salah satu jenis motor AC yang banyak digunakan dalam industri adalah motor induksi jenis sangkar (*cage*), alasan utamanya, karena motor jenis ini sangat ekonomis, kokoh, handal, dan tersedia mulai dari fractional horse power (FHP) hingga kapasitas multi-megawatt [4]. Hal ini disebabkan karena pada motor induksi, bagian stator dan rotor tidak terhubung secara fisik, sehingga tidak terjadi gesekan antara bagian yang bergerak dan bagian yang diam. Akan tetapi, kondisi tersebut membuat motor induksi sangat tidak linear karena adanya variasi parameter yang berubah terhadap waktu. Hal ini menyebabkan, pada awalnya penggunaan motor induksi terbatas pada operasi-operasi industri yang membutuhkan kecepatan konstan.

Penggunaan motor induksi sebagai *variable speed drive* saat ini mungkin dengan berkembangnya teknologi *power electronics* meskipun tetap membutuhkan metode pengontrolan yang kompleks. Sebagai *variable speed drive* motor dapat digunakan untuk kasus regulator maupun *tracking*. Pada kasus *tracking*, motor diharapkan dapat berakselerasi dengan variasi kecepatan yang dibutuhkan sedangkan pada kasus regulator, motor diharapkan dapat mengatasi gangguan-gangguan yang mungkin dialami sistem, termasuk kedalamnya variasi beban.



Ada banyak metode yang telah dikembangkan untuk pengaturan motor induksi, antara lain pengaturan tegangan secara langsung untuk mengatur torsi motor, atau pengaturan frekuensi (*slip*) motor untuk pengaturan fluks. Metode ini dikenal dengan metode kontrol skalar. Metode ini mudah diaplikasikan, namun metode ini tidak dapat diaplikasikan untuk performansi tinggi, karena dalam pengaturan fluks juga akan merubah nilai torsi dan sebaliknya, karena fluks dan torsi juga merupakan fungsi dari tegangan dan frekuensi, atau dengan kata lain fluks dan torsi tidak dapat dikontrol secara terpisah.

Untuk mengatasi kekurangan dari metode kontrol skalar, maka dikembangkan metode yang dikenal dengan metode kontrol vektor, metode ini memungkinkan motor induksi untuk dapat dikontrol layaknya motor DC yaitu pengaturan fluks dan torsi dapat dilakukan secara terpisah. Meskipun membutuhkan algoritma yang sangat kompleks, namun metode ini dapat mengatasi ke non-linearitas motor induksi. Namun, dalam aplikasinya hampir tidak mungkin memperoleh kontrol vektor yang akurat, dan kemungkinan terjadi masalah variasi parameter yang sangat besar terhadap sistem [4].

Hingga saat ini, metode konvensional PID merupakan metode yang paling banyak digunakan dalam industri, karena implementasinya mudah dan hemat biaya. Akan tetapi kontroler PID tidak dapat menangani *plant* dengan kenonlinearitas yang tinggi atau bersifat tidak pasti. Metode kontrol logika *fuzzy* telah terbukti dapat meningkatkan performansi vektor kontrol pada motor induksi [5]. Metode yang paling banyak digunakan di industri adalah metode logika *fuzzy* yang didesain dengan pengetahuan teknisi, akan tetapi proses ini membutuhkan banyak waktu dan banyak laporan mengenai analisa kestabilan metode ini sehingga keandalannya masih belum jelas [8].

Oleh karena itu metode penggabungan antara *fuzzy* dengan struktur PID atau yang lebih sering disebut dengan metode *hybrid* akan digunakan untuk mengatur kecepatan motor induksi. Kontrol integral konvensional akan mempercepat sistem mencapai keadaan *steady state* sedangkan proses learning *fuzzy* akan menghasilkan gain  $K_d$  untuk mempertahankan kondisi *steady state* motor induksi saat diberikan variasi beban (*disturbance*) untuk aplikasi regulator.

## 1.2 Perumusan Masalah

Perumusan masalah dalam tugas akhir ini adalah bagaimana mengatur kecepatan motor induksi agar dapat bertahan terhadap variasi

gangguan yang diberikan secara vektor kontrol. Serta peran kontroler PID *Fuzzy Hybrid* untuk mencapai keadaan tersebut. Skema permasalahan yang dibahas meliputi pemodelan motor induksi, estimasi parameter (arus, fluks, tegangan, kecepatan dan posisi), vektor kontrol, desain kontroler PID *Fuzzy Hybrid* serta simulasi model dan kontroler.

### **1.3 Batasan Masalah**

Plant motor induksi merupakan sistem yang sangat kompleks, karena sifatnya yang sangat tidak linier, dalam simulasi ini motor induksi yang disimulasikan dianggap dalam keadaan ideal, tanpa memperhitungkan rugi-rugi yang terdapat pada plant. Selain itu, simulasi ini tidak menjelaskan aplikasi mendetail dari motor induksi sebagai penggerak elektrik jenis regulator.

### **1.4 Tujuan**

Tujuan penelitian ini adalah merancang kontroler untuk pengaturan kecepatan pada motor induksi secara vektor kontrol dengan menggunakan kontroler PID *fuzzy hybrid* sehingga motor dapat bertahan terhadap variasi beban atau gangguan.

### **1.5 Metodologi**

Metodologi yang dilakukan dalam pengerjaan tugas akhir ini, terbagi kedalam lima tahapan yaitu :

a. Studi literatur

Studi literatur dilakukan untuk memperoleh informasi mengenai motor induksi, melalui buku teks, jurnal, artikel, internet dan lain-lain.

b. Perancangan Sistem

Perancangan sistem meliputi pemodelan motor induksi, perancangan metode vektor kontrol, dan perancangan kontroler PID *fuzzy hybrid* untuk pengaturan kecepatan motor induksi.

c. Simulasi

Sistem serta kontroler yang telah di desain dan di rancang kemudian disimulasikan dengan menggunakan program SIMULINK yang dijalankan pada perangkat lunak Matlab

d. Penyusunan Buku Tugas Akhir

Penyusunan buku Tugas Akhir meliputi pendahuluan, teori penunjang, perancangan sistem, hasil simulasi, serta penutup.

## 1.6 Sistematika Penulisan

Pada tugas akhir ini sistematika penulisan dibagi menjadi lima bab, yaitu :

### BAB I : PENDAHULUAN

Membahas mengenai latar belakang, permasalahan, batasan masalah, tujuan penelitian, metodologi penelitian, sistematika laporan, dan relevansi.

### BAB II : DASAR TEORI

Bab ini membahas tinjauan pustaka yang membantu penelitian, diantaranya adalah konsep motor induksi dan pemodelannya, teori vektor kontrol, dan teori kontroler PID, *fuzzy* serta kontroler *hybrid*.

### BAB III : PERANCANGAN SISTEM

Bab ini membahas perancangan sistem motor induksi, perancangan kontrol vektor, serta perancangan algoritma kontroler *PID fuzzy hybrid* untuk pengaturan kecepatan berdasarkan teori pada Bab 2.

### BAB IV : IMPLEMENTASI DAN ANALISA

Bab ini membahas hasil simulasi kontroler pada sistem dan analisisnya.

### BAB V : PENUTUP

Pada bab ini diuraikan tentang kesimpulan akhir dari penelitian ini dan saran – saran mengenai kemungkinan pengembangan penelitian ini.

## 1.7 Relevansi

Hasil yang diperoleh dari Tugas Akhir ini diharapkan dapat menjadi referensi perencanaan desain kontrol *PID fuzzy hybrid*, pengembangan, dan perbandingan metode kontrol yang tepat untuk plant motor induksi di masa mendatang.

## **BAB II**

### **DASAR TEORI**

#### **2.1 Motor Induksi**

Motor induksi tiga fasa merupakan motor listrik arus bolak-balik yang paling banyak digunakan dalam dunia industri. Dinamakan motor induksi karena pada kenyataannya arus motor ini bukan diperoleh dari suatu sumber listrik, tetapi merupakan arus yang terinduksi sebagai akibat dari adanya perbedaan relatif antara putaran rotor dengan medan putar yang disebut *slip*. Dalam kenyataannya, motor induksi dapat diperlakukan sebagai sebuah transformator, yaitu dengan kumparan stator sebagai kumparan primer yang diam, sedangkan kumparan rotor sebagai kumparan sekunder yang berputar.

Motor induksi 3 fasa berputar pada kecepatan yang pada dasarnya adalah konstan, mulai dari tidak berbeban sampai mencapai keadaan beban penuh. Kecepatan putaran motor dipengaruhi oleh frekuensi, sehingga tidak mudah untuk mengatur kecepatan untuk jenis motor induksi. Akan tetapi, sifat motor yang memiliki konstruksi sederhana, kokoh, harganya relatif murah, tidak membutuhkan perawatan yang rutin, serta dapat diproduksi dengan karakteristik yang sesuai dengan kebutuhan industri, membuat motor induksi populer di dunia industri.

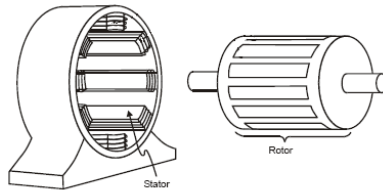
##### **2.1.1 Konstruksi motor induksi tiga fasa**

Motor induksi 3 fasa memiliki konstruksi yang hampir sama dengan motor listrik jenis lainnya, terdiri atas dua bagian utama yaitu stator yang merupakan bagian yang diam, dan rotor sebagai bagian yang berputar. Seperti diperlihatkan pada Gambar 2.1 antara bagian stator dan rotor dipisahkan oleh celah udara yang sempit, dengan jarak berkisar 0,4mm sampai 4mm (d disesuaikan dengan daya motor) [1].

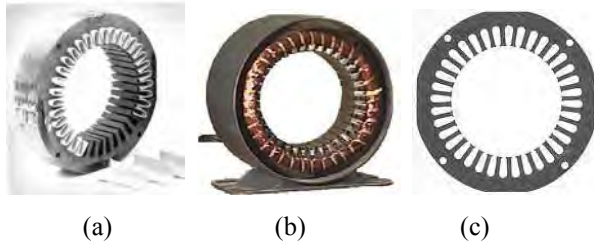
##### **2.1.1.1 Stator**

Stator terdiri atas tumpukan laminasi inti berbentuk silindris yang memiliki alur sebagai tempat kumparan dililitkan. Tiap elemen laminasi inti dibentuk dari lempengan besi (Gambar 2.2 (a)), di mana alur pada tumpukan laminasi inti diisolasi dengan kertas (Gambar 2.2

(b). Kumparan yang tersebar dalam alur yang disebut belitan fasa. Untuk motor tiga fasa, belitan tersebut terpisah sebesar  $120^\circ$ . Kawat kumparan terbuat dari tembaga yang dilapis dengan isolasi tipis. Kemudian tumpukan inti dan belitan stator diletakkan dalam cangkang silindris (Gambar 2.2 (c)).



**Gambar 2.1** Penampang stator dan rotor motor induksi tiga fasa



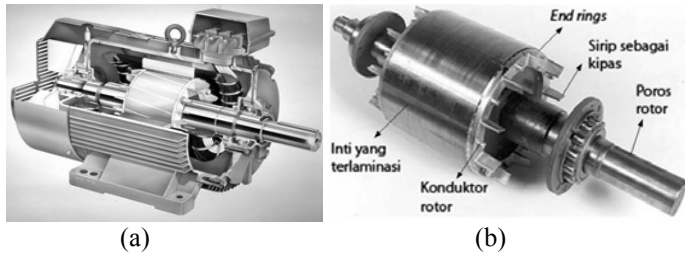
**Gambar 2.2** Komponen stator motor induksi tiga fasa

- (a) Lempengan inti
- (b) Tumpukan inti dengan kertas isolasi pada beberapa alurnya
- (c) Tumpukan inti dan kumparan dalam cangkang stator

### 2.1.1.2 Rotor

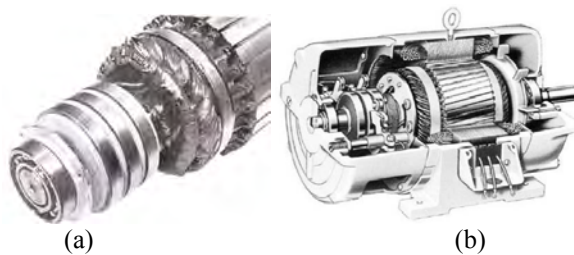
Seperti pada stator, rotor juga tersusun atas tumpukan laminasi, yang menciptakan serangkaian slot rotor untuk memberikan ruang tempat belitan rotor. Terdapat dua jenis belitan rotor :1). belitan tiga fasa konvensional yang terbuat dari kawat berisolasi dan 2). Belitan sangkar bajing. Jenis belitan ini mengklasifikasikan motor kedalam 2 kelas utama yaitu motor induksi sangkar bajing (*squirrel cage*) dan motor induksi rotor belitan (*wound-rotor*) [1].

Rotor sangkar mempunyai kumparan yang terdiri atas beberapa batang konduktor yang disusun sedemikian rupa, hingga menyerupai sangkar bajing. Gambar 2.3 (a) memperlihatkan konstruksi rotor sangkar bajing yang terdiri dari tumpukan lempengan besi tipis yang dilaminasi, serta batang konduktor yang mengitarinya. Tumpukan besi yang dilaminasi disatukan untuk membentuk inti rotor. Aluminium (sebagai batang konduktor), dimasukkan ke dalam slot dari inti rotor untuk membentuk serangkaian konduktor yang mengelilingi inti rotor. Rotor yang terdiri dari sederetan batang-batang konduktor, ujung-ujungnya dihubungkan singkat dengan menggunakan cincin hubung singkat (*shorting ring*) atau disebut juga *end ring*.

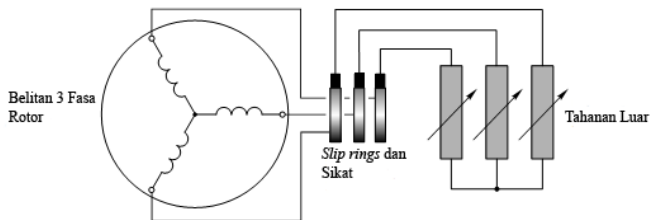


**Gambar 2.3** (a) Rotor sangkar bajing dan bagian-bagiannya, (b) Motor induksi tiga fasa jenis rotor sangkar bajing

Motor jenis rotor belitan memiliki belitan 3 fasa yang sama dengan belitan stator. belitan tiga fasa didistribusikan secara merata ke tiap-tiap slots dan biasanya terhubung Y(*wye*). Masing-masing ujung dari tiga kawat belutan fasa rotor tersebut, dihubungkan pada *slip ring* yang terdapat pada poros rotor (Gambar 2.4(a)). Belitan-belitan ini kemudian dihubungkan singkat melalui sikat (*brush*) yang menempel pada *slip ring*, dengan menggunakan sebuah perpanjangan kawat untuk tahanan luar (Gambar 2.5). Tahanan luar biasanya digunakan selama periode *start-up*, pada saat running kondisi normal, ketiga sikat tersebut di hubung singkat [1].



**Gambar 2.4** (a) Tampilan *close-up* bagian *slip ring* motor belitan; (b) Motor induksi tiga fasa rotor belitan



**Gambar 2.5** Diagram skematik motor induksi rotor belitan

### 2.1.2 Prinsip Kerja Motor Induksi

Perputaran dari motor induksi dapat dijelaskan dengan menggunakan persamaan hukum Faraday dan gaya Lorentz. Bila satu konduktor yang dilewati arus berada didalam medan magnit uniform, maka pada konduktor tersebut akan timbul gerakan elektromekanika yang prosesnya dapat dijelaskan melauli urutan berikut [1] :

- Pada setiap konduktor yang sedang dipotong oleh fluks magnit akan timbul satu tegangan induksi sebesar  $e = Blv$ , di mana  $e$  adalah tegangan induksi,  $B$  adalah kerapatan fluks dan  $v$  adalah kecepatan konduktor relatif terhadap kecepatan medan magnet.
- Tegangan induksi yang timbul segera memproduksi satu arus  $I$ , mengalir keluar dari konduktor yang persis berada dibawah permukaan kutub-kutub magnet, menuu ujung batang konduktor dan kembali melalui konduktor yang lain.
- Karena konduktor yang mengalirkan arus berada didalam medan magnet dari magnet permanen, maka pada konduktor akan bekerja satu gaya mekanik sebesar  $F = Bli$  dengan  $i$  adalah a rus konduktor.

- d. Gaya yang dibangkitkan selalu mendorong konduktor searah dengan arah pergerakan medan magnet.

### 2.1.3 Prinsip Medan Putar

Pada saat terminal tiga fasa motor induksi dihubungkan ke sumber tiga fasa, maka arus bolak balik sinusoidal  $I_R$ ,  $I_s$ , dan  $I_T$  akan mengalir pada belitan stator. arus-arus ini memiliki nilai yang sama namun berbeda fasa  $120^\circ$  dan akan menghasilkan gaya ggm (gaya gerak magnet), yang mana pada kumparan akan menghasilkan fluks magnetik yang berputar atau yang disebut dengan medan putar.

Arah putaran fluks ditentukan oleh resultan vektor arus  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ . Untuk menunjukkan pola pergerakan fluks, dengan asumsi bahwa arus positif selalu mengalir dari *line* menuju netral (vektor arus menuju kumparan) dan sebaliknya saat arus negatif mengalir dari netral ke *line* (vektor arus menjauhi kumparan). Pada kondisi (1) Gambar 2.6, arus  $I_a$  bernilai +10A dan arus  $I_b$ , dan  $I_c$  masing-masing bernilai -5A, resultan vektor  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  yang dihasilkan adalah vertikal keatas (Gambar 2.7(a)). Pada kondisi selanjutnya (Gambar 2.6) kondisi ke (2), 1/6 siklus kemudian arus  $I_c$  bernilai -10A dan arus  $I_a$  dan  $I_b$  masing-masing bernilai +5A, ditemukan bahwa fluks yang terbentuk sama dengan sebelumnya, akan tetapi berpindah sejauh  $60^\circ$  dari keadaan sebelumnya. Atau dengan kata lain antara keadaan (1) dan (2) fluks menyelesaikan 1/6 putaran dari satu siklus. Begitu seterusnya hingga keadaan (6) Gambar 2.7 (f) fluks menyelesaikan satu siklus putaran penuh.

Kecepatan medan putar, bergantung pada frekuensi sumber, apabila frekuensi sumber adalah 60 Hz, berarti satu siklus putaran di lalui dalam waktu 1/60 detik atau 3600 putaran/menit. Karena bergantung pada frekuensi sumber, maka kecepatan rotasi medan putar juga disebut dengan kecepatan sinkron. Kecepatan sinkron dinyatakan dengan persamaan [1] :

$$n_s = \frac{120f}{P} \quad (2.1)$$

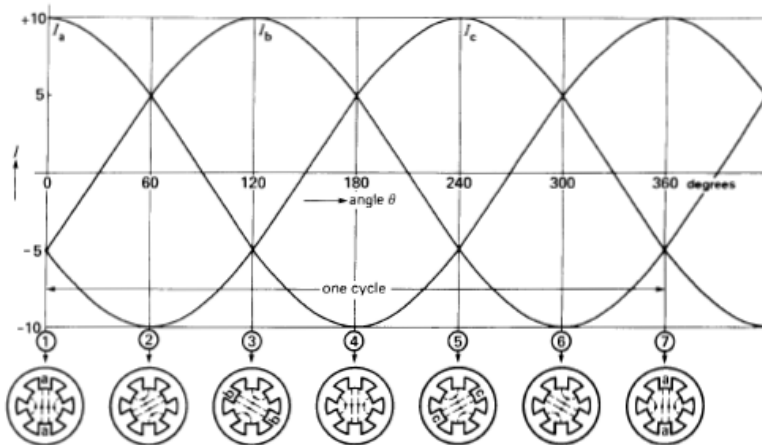
dengan :

$n_s$  = Kecepatan sinkron (r/min)

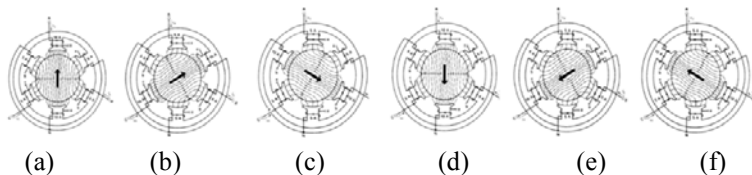
$f$  = frekuensi sumber (Hz)

$P$  = Jumlah kutub.





**Gambar 2.6** Nilai arus dan posisi fluks dalam satu siklus medan Putar [1]



**Gambar 2.7** Tahapan putaran setiap 1/6 siklus medan putar [1]

#### 2.1.4 Slip Motor Induksi

Pada saat medan putar menginduksi logam rotor arus listrik intensitas tinggi, arus listrik akan membangkitkan satu medan magnet yang berlawanan arah dengan medan putar sehingga rotor menjadi magnet bergerak mengikuti medan-putar dan rotor pun akan segera berputar. Pada saat rotor mulai berputar, rotor akan segera mengikuti medan putar. Semakin mendekati kecepatan medan putar, kecepatan relatif antara rotor dan medan putar berkurang secara drastis dan akan menyebabkan frekuensi dan nilai tegangan yang diinduksikan menurun. Arus rotor yang awalnya sangat besar berkurang sangat cepat .

Kecepatan motor akan tetap meningkat, akan tetapi tidak akan pernah mencapai kecepatan medan putar. Apabila kecepatan rotor sama dengan medan putar (kecepatan sinkron) flux tidak akan memotong

batang-batang konduktor pada rotor sehingga tidak ada tegangan induksi dan tidak ada arus yang mengalir pada rotor. Kondisi ini akan menyebabkan gaya yang bekerja pada batang-batang rotor sama dengan nol. Rugi-rugi gesek dan angin akan menyebabkan kecepatan rotor menurun.

Perbedaan kecepatan putar antar rotor dan medan putar disebut dengan *slip*. Dinyatakan dengan Persamaan :

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.2)$$

dengan :

$$s = \text{slip}$$

$$n_s = \text{Kecepatan sinkron (r/min)}$$

$$n = \text{Kecepatan rotor (r/min)}.$$

Pada kondisi tanpa beban, *slip* bernilai kecil, biasanya lebih kecil dari 0,1% kecepatan sinkron. Pada kondisi beban normal kecepatan rotor sangat mendekati kecepatan sinkron. Sedangkan pada kondisi beban penuh, *slip* untuk motor kapasitas besar (diatas 1000kW) sangat jarang mencapai 0,5% dan untuk motor berkapasitas kecil (dibawah 10kW) *slip*nya jarang mencapai 5% dari kecepatan sinkron. Oleh karena itu motor ini juga disebut motor asinkron [1].

### 2.1.5 Model Matematika Motor Induksi

Mengacu pada model rangkaian motor induksi tiga fasa (Gambar 2.8), dapat diketahui persamaan-persamaan yang bekerja pada motor tersebut antara lain persamaan tegangan stator dan rotor, persamaan *flux linkage*, dan persamaan torsi.

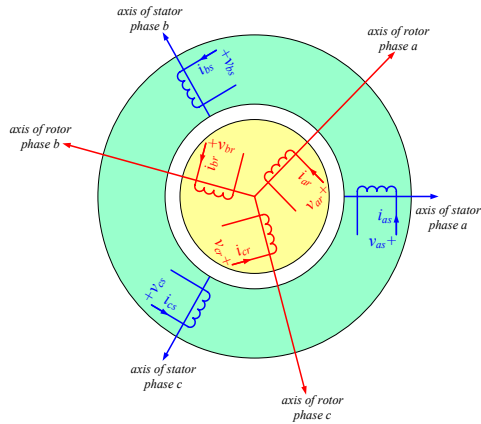
#### a. Persamaan Tegangan

Persamaan tegangan pada stator :

$$v_{as} = i_{as} R_s + \frac{d\psi_{as}}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_{bs} = i_{bs} R_s + \frac{d\psi_{bs}}{dt} \quad (2.4)$$

$$v_{cs} = i_{cs} R_s + \frac{d\psi_{cs}}{dt} \quad (2.5)$$



**Gambar 2.8** Model Rangkaian Motor Induksi Tiga Fasa

dengan :

$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$  = tegangan pada stator fasa a,b,c (volt)

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  = arus pada stator fasa a,b,c (ampere)

$R_s$  = resistansi stator (ohm)

$\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$  = fluks pada stator fasa a,b,c (volt)

Persamaan tegangan pada rotor :

$$v_{ar} = i_{ar} R_r + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \quad (2.6)$$

$$v_{br} = i_{br} R_r + \frac{d\psi_{br}}{dt} \quad (2.7)$$

$$v_{cr} = i_{cr} R_r + \frac{d\psi_{cr}}{dt} \quad (2.8)$$

dengan :

$v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$  = tegangan pada rotor fasa a,b,c (volt)

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  = arus pada rotor fasa a,b,c (ampere)

$R_r$  = resistansi rotor (ohm)

$\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$  = fluks pada stator fasa a,b,c (volt)

b. Persamaan *Flux Linkage*

Persamaan fluks yang mengalir dalam motor dapat dituliskan sebagai berikut :

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \\ \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & 0 & & & \\ 0 & L_{ss} & 0 & & & \\ 0 & 0 & L_{ss} & & & \\ & & & L_{rr} & 0 & 0 \\ & L_{sr}^T & & 0 & L_{rr} & 0 \\ & & & 0 & 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

dengan :

$L_{ss}$  = Induktansi pada belitan stator (Henry)

$L_{rr}$  = Induktansi pada belitan rotor (Henry)

c. Persamaan Torsi [4]

Torsi yang dibangkitkan pada motor dapat dinyatakan dengan persamaan :

$$T_e = 3 \left( \frac{P}{2} \right) L_m I_m I_a \quad (2.10)$$

dengan :

$T_e$  = torsi yang dibangkitkan

$P$  = jumlah kutub

$L_m$  = konstanta torsi

$I_m$  = arus magnetisasi (komponen fluks) pada stator (ampere)

$I_a$  = arus rotor (ampere)

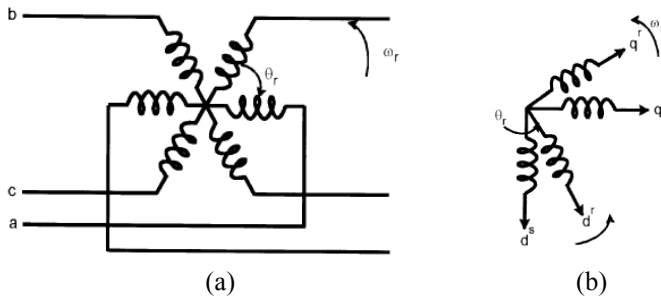
Di mana  $I_m$  dan  $I_a$  adalah ortogonal (*mutually decoupled*) sehingga antara arus stator dan rotor tidak dapat dikontrol secara terpisah.

### 2.1.5.1 Model dinamik $d-q$

Belitan rotor tiga fasa yang bergerak terhadap belitan stator tiga fasa yang diam, membuat performansi motor tiga fasa menjadi sangat kompleks (Gambar 2.9(a)). Pada dasarnya, motor induksi tiga fasa dapat dilihat sebagai transformator dengan bagian sekunder yang bergerak., sehingga terdapat koefisien *coupling* antara stator dan rotor yang nilainya berubah secara terus menerus sesuai dengan posisi  $\theta_r$ . Motor induksi tiga fasa dapat dimodelkan dalam bentuk persamaan diferensial, namun adanya parameter-parameter yang berubah terhadap waktu akan membuat model sangat kompleks.

Perlu diketahui bahwa motor induksi tiga fasa dapat direpresentasikan kedalam bentuk dua fasa yang disebut dengan model  $d-q$ , seperti pada Gambar 2.9 (b) di mana sumbu  $d^s-q^s$  menyatakan *direct* (arah) dan *quadrature* dari stator dan sumbu  $d^r-q^r$  merepresentasikan rotor.

Transformasi model kedalam rangkaian dua fasa ( $d-q$ ) dapat dilakukan dengan menggunakan transformasi clarke [2] dan transformasi park [2]. Transformasi ini menggunakan dua acuan frame yang berbeda, yaitu frame stasioner dan frame rotating [4].



**Gambar 2.9** (a) *coupling effect* antara belitan stator dan rotor tiga fasa  
(b) Representasi motor dalam dua fasa [4]

### 2.1.5.2 Pemodelan Motor pada Stationary Reference Frame

Pemodelan motor induksi dalam *stationary reference frame* dilakukan dengan mentransformasi rangkaian stator dan rotor tiga fasa kedalam rangkaian ekivalen dua fasa atau sering disebut dengan koordinat  $\alpha - \beta$ . transformasi sumbu ini dikenal dengan transformasi clarke[che mun ong].

Pada Gambar 2.10, sumbu  $\alpha$  yang berhimpit dengan sumbu a (koordinat tiga fasa) dan sumbu  $\beta$  yang tertinggal sejauh  $\pi / 2$ . Agar transformasi yang dihasilkan bidireksional, ditambahkan variabel ketiga yang dikenal sebagai komponen *zero-sequence*. persamaan transformasi sumbu dinyatakan dengan

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{abc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

di mana,

$f_{\alpha\beta 0}$  = fungsi tegangan ( $v$ ), arus ( $i$ ) maupun fluks ( $\psi$ ) dalam frame dua fasa stasioner

$T_{\alpha\beta 0}$  = fungsi transformasi tiga fasa ( $a, b, c$ ) ke dua fasa stasioner ( $\alpha - \beta$ )

$f_{abc}$  = fungsi tegangan ( $v$ ), arus ( $i$ ) maupun fluks ( $\psi$ ) dalam frame tiga fasa ( $a, b, c$ )

matriks transformasi  $\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix}$  adalah

$$\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

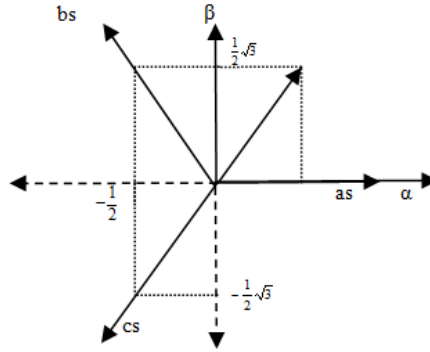
atau untuk mengembalikan persamaan dari dua fasa ( $\alpha - \beta$ ) ke tiga fasa ( $a, b, c$ ) digunakan persamaan

$$\begin{bmatrix} f_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

dengan

$$\left[ T_{\alpha\beta 0} \right]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

di mana  $f$  dapat berupa besaran arus ( $i$ ) atau tegangan ( $v$ )



**Gambar 2.10** Transformasi clarke

Rangkaian ekivalen motor induksi dalam *frame* stasioner ditunjukkan pada Gambar 2.11. Berdasarkan rangkaian ekivalen tersebut, persamaan tegangan pada stator dan rotor menjadi [4] :

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha s} \quad (2.15)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta s} \quad (2.16)$$

$$v_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha r} + \omega_r \psi_{\beta r} \quad (2.17)$$

$$v_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta r} - \omega_r \psi_{\alpha r} \quad (2.18)$$

di mana,

$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$  = tegangan stator dalam frame stasioner dua fasa ( $\alpha$ - $\beta$ ) (volt)  
 $v_{\alpha r}, v_{\beta r}$  = tegangan rotor dalam fasa stasioner dua fasa ( $\alpha$ - $\beta$ ) (volt)  
 $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$  = arus stator dalam frame stasioner dua fasa ( $\alpha$ - $\beta$ ) (ampere)  
 $i_{\alpha r}, i_{\beta r}$  = arus rotor dalam frame stasioner dua fasa ( $\alpha$ - $\beta$ ) (ampere)  
 $\psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}$  = *flux linkage* stator yang terbentuk dalam frame stasioner dua fasa ( $\alpha$ - $\beta$ ) (volt)  
 $\psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r}$  = *flux linkage* rotor yang terbentuk dalam frame stasioner dua fasa ( $\alpha$ - $\beta$ ) (volt)  
 $\omega_r$  = kecepatan putar rotor (rps/rpm)  
 persamaan *flux linkage* apabila dinyatakan dalam bentuk matriks menjadi:

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 \\ 0 & 0 & x_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ x_m & 0 & 0 & x_{lr} + x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_m & 0 & 0 & x_{lr} + x_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

dengan :

$$x = \omega_b L \quad (2.20)$$

$$\omega_b = 2\pi f_{rated} \quad (2.21)$$

di mana ,

$x_{ls}$  = induktansi stator

$x_m$  = induktansi motor

$x_{lr}$  = induktansi rotor

$\omega_b$  = kecepatan *base* (rpm/rps)

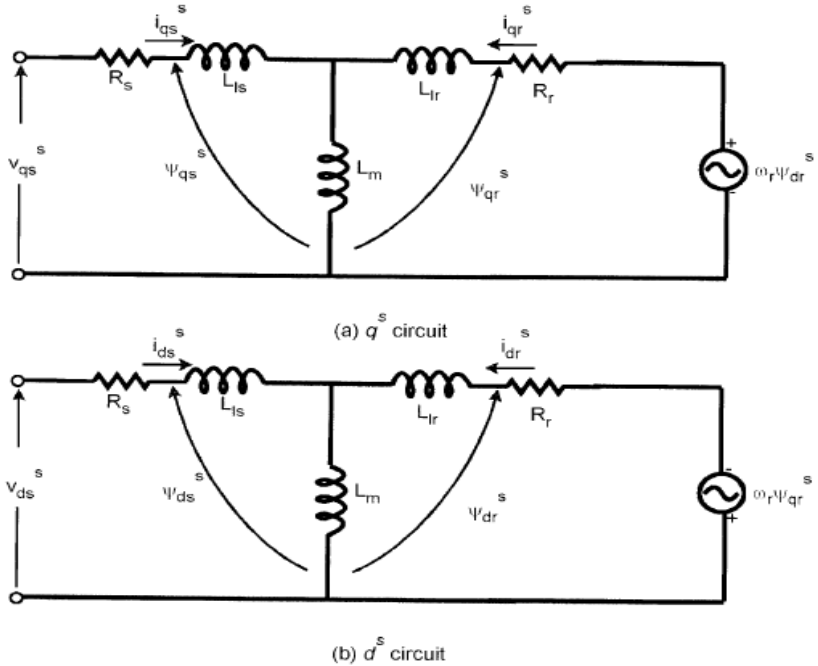
$f_{rated}$  = frekuensi sumber (hertz)

persamaan torsi yang dibangkitkan adalah :

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \end{aligned}$$



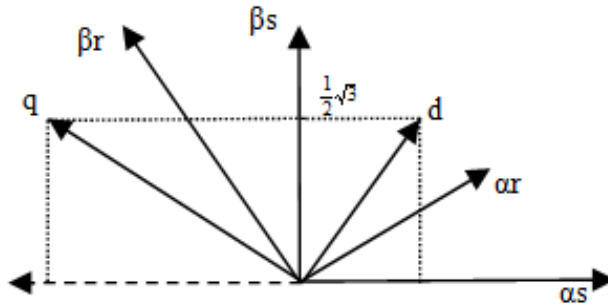
$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} x_m (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (2.22)$$



**Gambar 2.11** Rangkaian ekivalen motor induksi dalam frame stasioner [4]

### 2.1.5.3 Pemodelan Motor pada Synchronously Rotating Reference Frame

Pemodelan pada *frame* ini dilakukan dengan mentransformasi variabel stasioner  $\alpha$ - $\beta$  (*stationary frame*) kedalam koordinat  $d$ - $q$ . transformasi yang digunakan adalah transformasi park [2]. Gambar 2.12, menunjukkan prinsip kerja transformasi sumbu pada transformasi Park, di mana koordinat stator dan rotor ditransformasikan kedalam *frame* acuan  $d$ - $q$  yang berputar pada kecepatan sinkron (*synchronously rotating*).



**Gambar 2.12** Transformasi Park

dengan persamaan transformasi dinyatakan sebagai berikut

$$\begin{bmatrix} f_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

di mana,

$f_{dq}$  = fungsi tegangan ( $v$ ), arus ( $i$ ) maupun fluks ( $\psi$ ) dalam frame dua fasa rotating ( $d-q$ )

$T_{dq}$  = fungsi transformasi dua fasa stasioner ( $\alpha-\beta$ ) ke dua fasa rotating ( $d-q$ )

matriks  $\begin{bmatrix} T_{dq} \end{bmatrix}$  adalah

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Untuk menghitung transformasi balik dari koordinat  $d-q$  ke koordinat  $\alpha-\beta$  digunakan persamaan

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} f_{dq} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

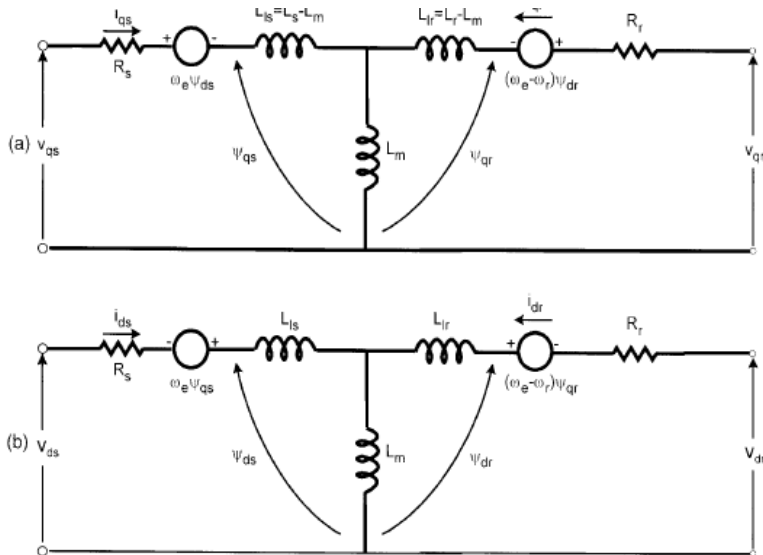
matriks  $\begin{bmatrix} T_{dq} \end{bmatrix}^{-1}$  adalah

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

di mana,

$\theta$  = sudut antara sumbu  $d$  dan  $\alpha_r$

Rangkaian ekivalen motor induksi dalam frame *synchronously rotating* ditunjukkan pada Gambar 2.13.

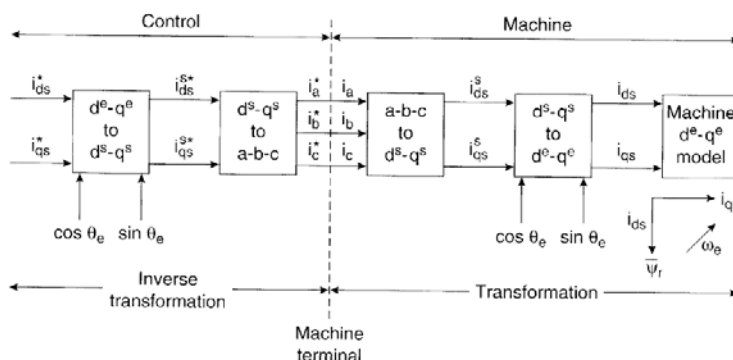


**Gambar 2.13** Rangkaian ekivalen motor induksi dalam frame  $d$ - $q$  [4]

## 2.2 Vektor Kontrol

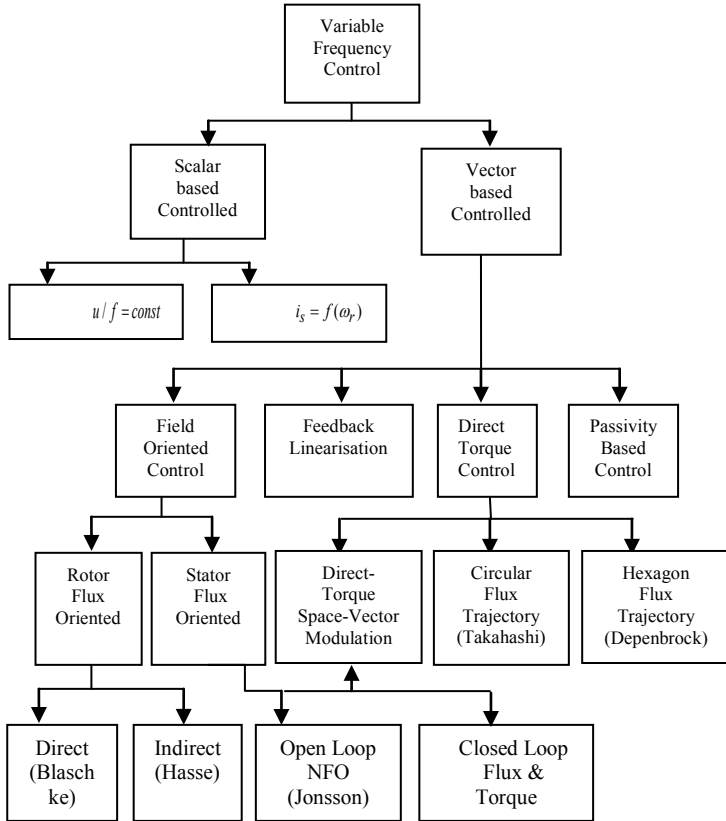
Metode vektor kontrol atau sering juga disebut *Field Oriented Control (FOC)*, merupakan metode pengaturan yang memungkinkan motor AC dikontrol secara independen, seperti pada motor DC eksitasi terpisah (*separately excited*). Metode ini menggunakan model  $d$ - $q$  motor induksi, dengan menggunakan frame acuan yang bergerak (*synchronously rotating frame*). Pada Gambar 2.14, di mana inverter

tidak ditunjukkan akan tetapi diasumsikan bahwa arus  $i_a, i_b, i_c$  dihasilkan oleh inverter, dengan perbandingan dari  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$  yang dihasilkan dari kontroler. Model mesin dengan transformasi internal ditunjukkan pada bagian kanan Gambar. Arus  $i_a, i_b, i_c$  di transformasikan menjadi  $i_{ds}^s - i_{qs}^s$  (*frame* stasioner) dengan menggunakan transformasi  $3\phi/2\phi$  (transformasi clarke). Kemudian diubah kedalam *frame synchronously rotating d-q* dengan menggunakan komponen vektor unit ( $\cos \theta_e - \sin \theta_e$ ) untuk di masukkan ke model motor induksi yang juga menggunakan *frame synchronously rotating*. Vektor unit berguna untuk memastikan arus  $i_{ds}$  dan vektor fluks sejajar, dan tegak lurus terhadap  $i_{qs}$  [4].



**Gambar 2.14** Prinsip Implementasi vektor kontrol dengan model  $d-q$  [4]

Berdasarkan Gambar 2.15, metode vektor kontrol atau *field oriented control* dapat dilakukan dalam dua cara yaitu dengan menggunakan orientasi fluks pada stator maupun rotor. Fluks yang berorientasi pada rotor, memberikan kontrol *decoupling* secara alami sedangkan pada stator terdapat *coupling effect* yang nantinya harus dikompensasi oleh arus kompensasi *decoupling*. Vektor kontrol dengan orientasi fluks pada rotor terbagi lagi kedalam dua metode yaitu metode langsung atau *direct method* yang ditemukan oleh Blaschke[4] dan metode tak langsung atau *indirect method* yang ditemukan oleh Hasse[4].

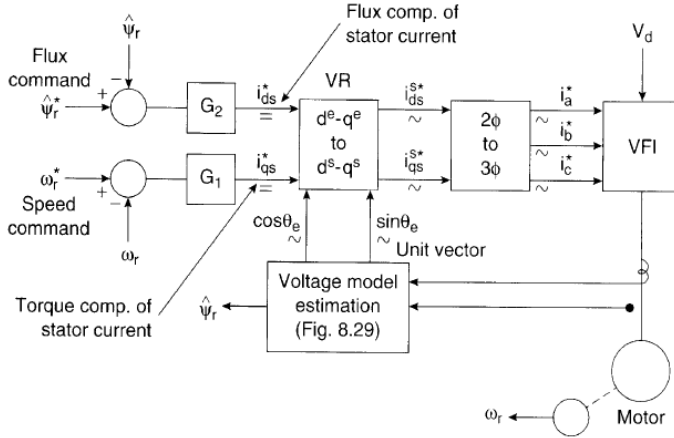


**Gambar 2.15** Diagram Vektor Kontrol [12]

### 2.2.1 Metode langsung (Direct)

Blok diagram dasar metode *direct vector control* dengan PWM inverter yang disuplai dengan tegangan ditunjukkan pada Gambar 2.16. parameter vektor control  $i_{ds}^* - i_{qs}^*$ , yang merupakan nilai dalam *frame* acuan *synchronously rotating*, dikonversi ke *frame* acuan *stationary* yang disebut sebagai rotasi vektor dengan bantuan dari unit vektor ( $\cos\theta_e - \sin\theta_e$ ) yang dibentuk dari sinyal vektor  $\psi_{ar}$  dan  $\psi_{br}$ . Sinyal hasil konversi ini kemudian dikonversi ke arus fasa sebagai masukan inverter. Sinyal fluks  $\psi_{ar}$  dan  $\psi_{br}$  diperoleh dari arus dan tegangan motor melalui

proses estimasi dalam blok *estimator* tegangan. Arus torsi ( $i_{qs}^*$ ) diperoleh dari kontroler kecepatan di mana torsi proporsional terhadap  $i_{qs}$  (fluks dibuat konstan).



**Gambar 2.16** Blok Diagram Metode *Direct Vector Control* [4]

Dalam vektor kontrol, posisi vektor arus  $i_{ds}$  dan  $\psi_r$  yang berhimpit (searah) dan tegak lurus terhadap  $i_{qs}$  adalah hal yang sangat krusial. Seperti pada Gambar 2.17 sumbu  $d^e-q^e$  merupakan sumbu yang berputar terhadap sumbu  $d^s-q^s$  pada kecepatan sinkron  $\omega_e$ . Perbedaan sudut antara sumbu  $d^e$  dan  $d^s$  adalah  $\theta_e$  di mana  $\theta_e = \omega_e t$ . Dari Gambar 2.17, dapat dituliskan persamaan sebagai berikut :

$$\psi_{\alpha r} = \psi_r \cos \theta_e \quad (2.27)$$

$$\psi_{\beta r} = \psi_r \sin \theta_e \quad (2.28)$$

dengan,

$$\psi_{\alpha r}, \psi_{\beta r} = \text{fluks rotor pada frame stasioner atau } (\alpha - \beta)$$

$$\psi_r = \text{fluks total pada rotor}$$

atau dengan kata lain :

$$\cos \theta_e = \frac{\psi_{\alpha r}}{\psi_r} \quad (2.29)$$



di mana,

$\theta_e$  = besar sudut antara sumbu stasioner dan sumbu rotating

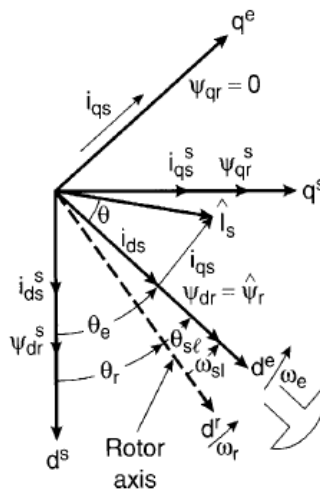
$\theta_r$  = besar sudut antara sumbu stator dan rotor

$\theta_{sl}$  = besar sudut antara medan putar dan sumbu rotor

$\omega_e$  = kecepatan putar elektrik motor

$\omega_{sl}$  = kecepatan *slip*

Perlu diketahui bahwa posisi kutub rotor tidak tetap, akan tetapi memiliki *slip* terhadap rotor pada frekuensi  $\omega_{sl}$ . Diagram fasor menggambarkan bahwa untuk pengaturan terpisah (*decoupling*), komponen fluks stator yaitu arus  $i_{ds}$  harus berhimpit dengan sumbu  $d^e$  dan komponen torsi  $i_{qs}$  pada sumbu  $q^e$ .



**Gambar 2.18** Diagram Fasor Indirect Vector Control [4]

Untuk pengontrolan secara *decoupling*, persamaan kontrol vektor dengan metode *indirect* dapat dituliskan dengan menggunakan persamaan motor dalam *frame*  $d^e$ - $q^e$  yaitu sebagai berikut [4];

persamaan rangkaian rotor :



$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} = 0 \quad (2.33)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} = 0 \quad (2.34)$$

dengan,

$\psi_{dr}, \psi_{qr}$  = fluks rotor pada frame *d-q synchronously rotating*  
persamaan *flux linkage* pada rotor :

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.35)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.36)$$

persamaan diatas dapat dituliskan menjadi :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.37)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \psi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.38)$$

sehingga arus rotor pada Persamaan (2.29) dan (2.30), yang tidak dapat diakses, dapat dihilangkan dengan menggunakan Persamaan (2.33) dan (2.34) seperti berikut :

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \psi_{qr} = 0 \quad (2.39)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \psi_{dr} = 0 \quad (2.40)$$

di mana  $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ , telah disubstitusikan.

Agar dapat dikontrol secara terpisah, maka kondisi yang harus dipenuhi adalah :

$$\psi_{qr} = 0 \quad (2.41)$$

sehingga,

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.42)$$

dengan demikian, fluks total pada rotor  $\hat{\psi}_r$ , diarahkan ke sumbu  $d^e$ , dan Persamaan (2.35) dan (2.36) menjadi :

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\hat{\psi}_r L_r} i_{qs} \quad (2.43)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} + \hat{\psi}_r = L_m i_{ds} \quad (2.44)$$

di mana  $\hat{\psi}_r = \psi_{dr}$  telah disubstitusikan. Jika  $\hat{\psi}_r$  dibuat konstan, maka Persamaan (2.44) menjadi :

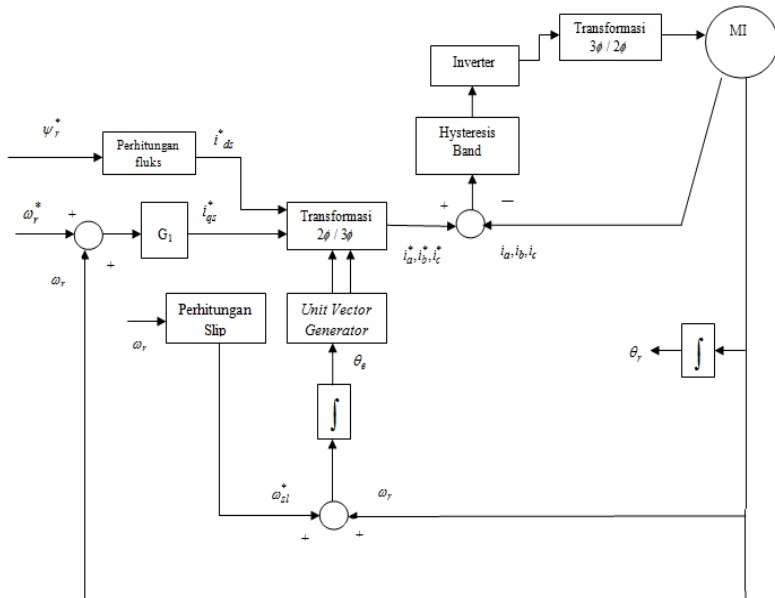
$$\hat{\psi}_r = L_m i_{ds} \quad (2.45)$$

Atau dengan kata lain, fluks rotor secara langsung proporsional terhadap  $i_{ds}$  pada keadaan *steady state*. Gambar 2.19 menunjukkan bagan pengaturan motor induksi secara vektor kontrol dengan metode *indirect*. Di mana gain *slip* ( $K_s$ ) ditentukan dari persamaan :

$$K_s = \frac{L_m R_r}{L_r \hat{\psi}_r} \quad (2.46)$$

Pesamaan torsi referensi yang dibangkitkan dengan metode ini menjadi

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r i_{qs} \quad (2.47)$$



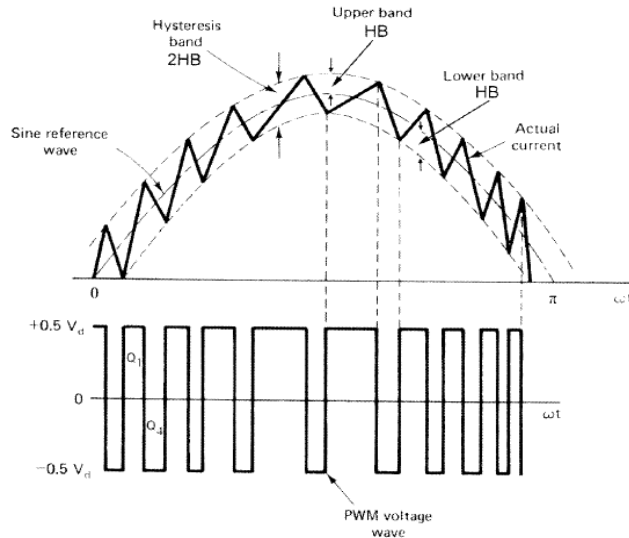
**Gambar 2.19** Bagan Metode Indirect Vector control

### 2.3 Hysteresis-band PWM

*Hysteresis-band PWM* pada dasarnya adalah metode pengaturan arus umpan balik secara instan dan terus menerus pada PWM, di mana arus aktual secara terus menerus mengikuti arus referensi didalam sebuah *hysteresis band*.

Gambar 2.20 memperlihatkan prinsip kerja *hysteresis-band* dengan pengaturan arus di mana rangkaian kontrol membentuk gelombang referensi arus sinusoidal dengan *magnitude* dan frekuensi yang diinginkan, kemudian dibandingkan dengan gelombang arus fasa aktual dari motor. Ketika arus mencapai nilai *hysteresis-band* yang diberikan, saklar bagian atas akan berada pada kondisi tidak aktif, sedangkan saklar bagian bawah dalam kondisi aktif. Hasilnya, transisi tegangan output berkisar dari  $+0,5 v_d$  ke  $-0,5 v_d$ . Saat arus melewati batas *band* terendah, saklar bagian bawah akan tidak aktif dan saklar

bagian atas yang aktif. Waktu penguncian (*time lock out*)  $t_d$  disediakan pada setiap transisi untuk mencegah terjadinya kesalahan *switching*. Gelombang arus aktual, dibuat mengikuti gelombang sinus arus referensi didalam *hysteresis band* secara *back-and-forth* untuk *switching* batas atas dan batas bawah [4].

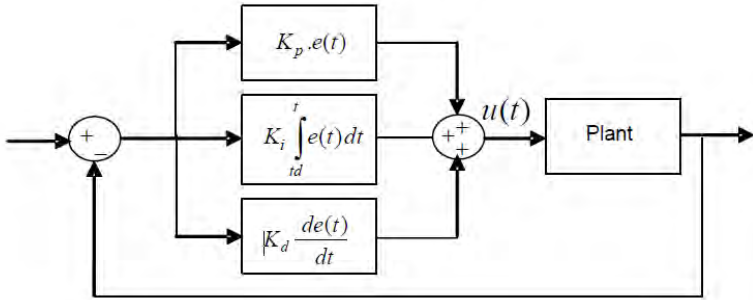


**Gambar 2.20** Prinsip Kerja Hysteresis Band [4]

## 2.4 Kontroler PID [10]

Kontroler PID merupakan kontroler yang banyak digunakan di industri. Hal ini dikarenakan kemudahan penggunaannya terutama pada segi perhitungan. Kontroler PID melakukan mekanisme kontrol melalui selisih antara masukan dengan nilai keluaran yang diumpan balik. Kontroler ini terdiri dari tiga parameter yaitu proporsional, integral, dan differensial. Kontrol proporsional melakukan perkalian dengan kesalahan. Kontrol integral melakukan penjumlahan kesalahan tiap waktunya. Kontrol differensial melakukan aksi kontrol berdasarkan kecepatan perubahan sinyal kesalahan. Ketiga kontroler ini selanjutnya

ditambahkan untuk menghasilkan sinyal kontrol  $u(t)$  seperti pada Gambar 2.21



**Gambar 2.21** Diagram Blok Kontroler PID

Parameter  $P$  bergantung pada nilai kesalahan saat ini. Parameter  $I$  bergantung pada nilai kesalahan masa lalu. Parameter  $D$  bergantung pada prediksi kesalahan masa depan. Pada penerapannya, parameter  $P$  digunakan untuk menambah kecepatan respon sistem, tetapi tidak dapat menghilangkan kesalahan pada saat keadaan tunak. Parameter  $I$  digunakan untuk menghilangkan kesalahan pada keadaan tunak. Parameter  $D$  digunakan untuk menghilangkan osilasi pada respon sistem. Penggunaan kontroler PID terkadang tidak melibatkan ketiga parameter tersebut. Kontroler ini dapat disebut kontroler P, PI, ataupun PD, tergantung pada parameter apa saja yang digunakan dan dibutuhkan.

Hubungan antara sinyal kesalahan dan sinyal kontrol pada kontroler PID dapat dituliskan dengan persamaan

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{\tau_i} \int e(t) dt + \tau_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.48)$$

dalam bentuk fungsi alih :

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s \right) \quad (2.49)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p (\tau_i \tau_d s^2 + \tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (2.50)$$

Kontroler PID memiliki parameter kontrol yang harus disesuaikan dengan respon yang diinginkan pada suatu model *plant*. Pada sistem *nonlinear*, kontroler PID kurang handal. Oleh karena itu, diperlukan mekanisme penalaran parameter kontroler PID yang dapat menyesuaikan dengan keadaan sistem.

## 2.5 Teori Kontroler Fuzzy

Logika *fuzzy* pertama kali diperkenalkan oleh Prof. Lotfi Zadeh pada tahun 1965. Teori ini lahir karena banyaknya kejadian-kejadian di alam semesta ini yang memiliki nilai kebenaran tidak tunggal, tidak sepenuhnya benar, dan tidak sepenuhnya salah. Hal ini berbeda dengan teori himpunan klasik di mana keanggotaan suatu objek terhadap himpunan dinyatakan dalam dua kondisi absolut, “ya” atau “tidak”. Himpunan seperti ini dikenal dengan himpunan *crisp* [10].

### 2.5.1 Himpunan Fuzzy [10]

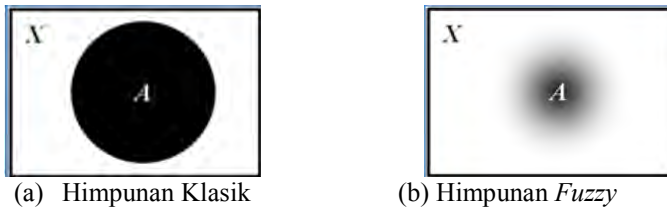
Apabila  $X$  merupakan semesta pembicaraan dan  $x$  adalah elemen dari  $X$ . Himpunan klasik  $A, A \subseteq X$  didefinisikan sebagai kumpulan elemen atau objek  $x \in X$ , sehingga setiap  $x$  dikatakan sebagai anggota himpunan  $A$  atau tidak. Seperti terlihat pada Gambar 2.22 (a) bahwa  $x$  dikatakan sebagai anggota  $A$  apabila berada pada lingkaran hitam.

Himpunan *fuzzy* memiliki sifat yang berbeda dengan himpunan klasik. Setiap elemen dinyatakan sebagai anggota himpunan  $A$  dengan derajat keanggotaan sehingga fungsi karakteristik himpunan *fuzzy* dapat bernilai antara 0 sampai 1. Rentang inilah yang menyatakan derajat keanggotaan setiap elemen dalam suatu himpunan. Himpunan *fuzzy*  $A$  dalam  $X$  dinyatakan dengan :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\} \quad (2.51)$$

di mana  $A$  menyatakan fungsi keanggotaan (*membership function*) untuk himpunan *fuzzy*  $A$ . Fungsi keanggotaan memetakan tiap-tiap elemen  $x$  ke derajat keanggotaan antara 0 sampai 1. pada Gambar 2.22 (b) terlihat bahwa  $x$  memiliki derajat keanggotaan tertentu pada

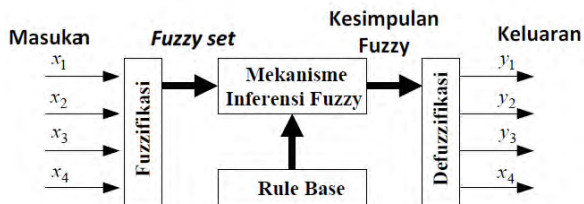
himpunan  $A$ . Apabila  $x$  terletak semakin ketengah, derajat keanggotaan  $x$  semakin besar. Derajat keanggotaan ini menyatakan tingkat kebenaran bahwa  $x$  merupakan anggota dari himpunan  $A$ .



**Gambar 2.22** Perbedaan Himpunan Klasik dan Himpunan Fuzzy[10]

### 2.5.2 Sistem Kontrol Fuzzy [10]

Sistem kontroler fuzzy merupakan pemetaan dari masukan menjadi keluaran fuzzy. Gambar 2.21 menunjukkan skema dari proses yang terjadi pada sistem fuzzy yang memiliki masukan  $x_i$  dan keluaran  $y_i$  di mana  $i=1,2,3,\dots,m$ . masukan fuzzy berupa nilai *crisp*. Nilai *crisp* dinyatakan dalam satuan kuantitas yaitu berupa angka. Nilai ini diubah menjadi himpunan fuzzy melalui proses fuzzifikasi.



**Gambar 2.23** Skema kontroler Fuzzy[10]

Selanjutnya, himpunan fuzzy masuk ke blok mekanisme inferensi fuzzy. Mekanisme inferensi fuzzy menentukan kesimpulan fuzzy dengan mengacu pada *rule base*. Kesimpulan fuzzy diubah menjadi nilai *crisp* melalui proses defuzzifikasi.

Pada sistem fuzzy, terdapat beberapa komponen yaitu variabel linguistik, nilai linguistik dan aturan linguistik. Variabel linguistik menyatakan variabel yang diolah pada sistem fuzzy menjadi suatu satuan

kualitas. Satuan kualitas ini disebut sebagai nilai linguistik. Variabel linguistik dapat dinotasikan dengan  $x_i$  dan  $y_i$ . Nilai linguistik ini menyatakan variabel pada sistem *fuzzy* dengan kategori-kategori, seperti variabel kecepatan yang memiliki *range* tertentu dinyatakan dengan kategori cepat, normal, dan lambat. Keanggotaan variabel linguistik pada nilai linguistik dinyatakan dengan derajat keanggotaan yang dinotasikan dengan  $\mu_i^j(x)$ . Aturan linguistik digunakan untuk memetakan masukan menjadi keluaran. Masukan dan keluaran dari sebuah aturan linguistik ini masih berupa variabel linguistik. Aturan linguistik terdiri dari sebuah hubungan sebab-akibat yang menggunakan modus ponens *IF-THEN*.

### 2.5.3 Fuzzifikasi [10]

Fuzzifikasi adalah proses untuk mengubah masukan *crisp* menjadi himpunan *fuzzy*. Himpunan *fuzzy* menyatakan nilai *crisp* kedalam sebuah nilai linguistik dengan derajat keanggotaan  $\mu_i^j(x)$ . Derajat keanggotaan ini diperoleh dengan memetakan masukan *crisp*  $x_i$  ke fungsi keanggotaan tiap-tiap nilai linguistik. Himpunan *fuzzy* dinotasikan dengan :

$$A_i^j = \{(x, \mu_i^j(x)) \mid x_i \in X_i\} \quad (2.52)$$

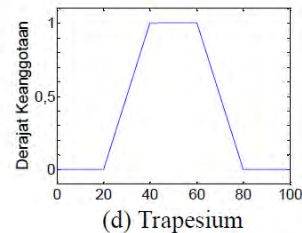
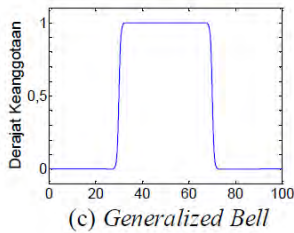
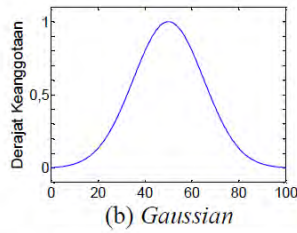
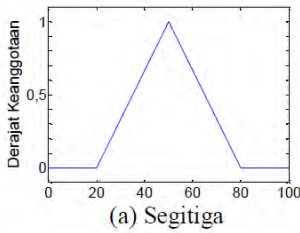
Di mana  $i$  menyatakan variabel linguistik ke- $i$  dan  $j$  menyatakan nilai linguistik ke- $j$ .

Fungsi keanggotaan himpunan *fuzzy* berfungsi untuk menyatakan derajat keanggotaan suatu nilai terhadap suatu himpunan yang berkisar antara 0 dan 1. Fungsi keanggotaan memiliki berbagai bentuk diantaranya segitiga, *gaussian*, trapesium, *generalized bell*, dan bentuk-bentuk lainnya. Derajat keanggotaan dinotasikan dengan  $\mu_x$  dan  $x$  menyatakan variabel linguistik. Gambar 2.24 menunjukkan bentuk-bentuk dari fungsi keanggotaan.

Fungsi keanggotaan segitiga ditentukan oleh tiga parameter  $\{a, b, c\}$  dengan  $a < b < c$ . Ketiga parameter tersebut menyatakan letak koordinat  $x$  untuk ketiga sudut segitiga,  $a$  dan  $b$  adalah titik sudut bagian bawah, dan  $c$  adalah titik sudut puncak segitiga. Fungsi keanggotaan ini dapat memberikan keluaran nol. Bentuk fungsi



keanggotaan segitiga ditunjukkan pada Gambar 2.24(a) dan persamaan fungsi keanggotaannya seperti berikut :



**Gambar 2.24** Bentuk-Bentuk Fungsi Keanggotaan [10]

$$\mu_{\text{segitiga}}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{cases} \quad (2.53)$$

Fungsi keanggotaan *gaussian* ditentukan oleh dua parameter  $\{c, \sigma\}$  yang menentukan pusat dan lebar fungsi keanggotaan. Fungsi keanggotaan *gaussian* ditunjukkan pada Gambar 2.24 (b) dan persamaannya dinyatakan sebagai berikut :

$$\mu_{\text{gaussian}}(x) = \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x-c}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (2.54)$$

Fungsi keanggotaan *generalized bell* ditentukan oleh tiga parameter  $\{a, b, c\}$  dengan parameter  $b$  bernilai positif. Parameter  $c$  merupakan nilai yang menentukan pusat atau letak  $x$  yang memiliki derajat keanggotaan bernilai satu. Adapun parameter  $a$  dan  $b$  menentukan lebar fungsi keanggotaan. Fungsi keanggotaan *generalized bell* ditunjukkan pada Gambar 2.24 (c) dan persamaannya dinyatakan sebagai berikut :

$$\mu_{\text{gaussian}}(x) = \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x-c}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (2.55)$$

Fungsi keanggotaan trapesium ditentukan oleh empat parameter  $\{a, b, c, d\}$  dengan  $a < b < c < d$ . Keempat parameter tersebut menyatakan letak koordinat  $x$  pada keempat sudut trapesium. Fungsi keanggotaan trapesium di tunjukkan pada Gambar 2.24 (d) dan persamaannya dinyatakan sebagai berikut :

$$\mu_{\text{Trapesium}}(x) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c}, & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{cases} \quad (2.56)$$

#### 2.5.4 Rule Base

*Rule base* menyatakan aturan-aturan secara linguistik untuk menyatakan himpunan *fuzzy* menjadi kesimpulan *fuzzy*. Mekanisme ini menentukan kinerja dari kontroler *fuzzy* secara keseluruhan . aturan-aturan ini dinyatakan dengan *IF-THEN*.

Premis merupakan fakta yang menyatakan kondisi dari nilai masukan. Konsekuensi merupakan akibat yang terjadi sesuai dengan fakta. Premis yang digunakan pada aturan *fuzzy* dapat terdiri dari lebih dari satu premis. Konsekuensi yang digunakan pada aturan *fuzzy* hanya mengarah ke satu variabel keluaran.

*Rule base* pada umumnya dinyatakan dengan beberapa format, jenis yang paling umum antara lain sebagai berikut :

a. Format aturan *IF-THEN*

*IF Premise THEN Conclusion*

*Premise* berupa fakta dan *Conclusion* berupa keputusan yang akan diambil. Apabila pernyataannya lebih dari satu maka dapat digunakan logika “AND” atau “OR”.

Contoh:

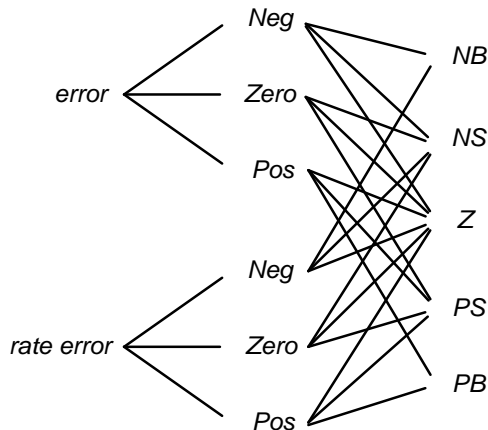
IF *error* is Neg THEN *Output* is NB

IF *error* is Zero THEN *Output* is Zero

IF *error* is Pos THEN *Output* is PB

b. Format Hubungan

Pada dasarnya sama dengan aturan *IF-THEN* hanya saja tampilannya lebih sederhana karena menggunakan Tabel. Contoh dari penggunaan format hubungan dapat dilihat pada Gambar 2.25



**Gambar 2.25** Format Hubungan

c. Format Tabel

Tabel merepresentasikan hubungan antara premis dan konsekuen. Untuk contoh aturan dengan dua premis ditunjukkan seperti pada Tabel 2.1 variabel linguistik yang digunakan pada

contoh *rule base* tersebut adalah kesalahan dan kecepatan perubahan kesalahan.

**Tabel 2. 1** *Rule Base*

$e(t)$

	<i>Neg</i>	<i>Zero</i>	<i>Pos</i>
$\Delta e(t)$ <i>Neg</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>Zero</i>
<i>Zero</i>	<i>NM</i>	<i>Zero</i>	<i>PM</i>
<i>Pos</i>	<i>Zero</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>

d. Format Tabel Mack Vicar Whelan

Tabel Mack Vicar Whelan merupakan skema Tabel yang menunjukkan keputusan nilai yang akan digunakan dalam memberikan aksi, Gambar 2.26 menunjukkan Tabel dengan *rule base* lima himpunan *fuzzy*.

E

	1	2	3	4	5
1	1	1	2	2	3
2	1	2	2	3	4
3	2	2	3	4	4
4	2	3	4	4	5
5	3	4	4	5	5

5 x 5 Rule Base

E

	1	2	3	4	5	6	7
1	1	1	2	2	3	3	4
2	1	2	2	3	3	4	5
3	2	2	3	3	4	5	5
4	2	3	3	4	5	5	6
5	3	3	4	5	5	6	6
6	3	4	5	5	6	6	7
7	4	5	5	6	6	7	7

7 x 7 Rule Base

**Gambar 2.26** Tabel Mack Vicar Whelan

### 2.5.5 Mekanisme Inferensi *Fuzzy* [10]

Proses fuzzifikasi dari masing-masing masukan kontroler *fuzzy* menghasilkan himpunan *fuzzy* yang menyatakan derajat keanggotaan

masukannya terhadap setiap nilai linguistik dari variabel linguistiknya. Himpunan *fuzzy* ini akan diolah pada mekanisme inferensi dengan mengacu pada *rule base* yang telah didefinisikan. Pada *rule base* dengan dua premis, dibutuhkan operasi himpunan *fuzzy* untuk memperoleh kesimpulan *fuzzy*. Terdapat beberapa operasi yang dapat digunakan untuk menentukan kesimpulan *fuzzy*.

a. Interseksi *fuzzy* (*AND*)

Operasi *AND* melambangkan interseksi dari beberapa himpunan *fuzzy*. Interseksi antara dua buah himpunan *fuzzy* dinotasikan dengan  $A_i^j \cap A_i^k$ . Terdapat beberapa metode melakukan operasi *AND* antara lain :

1) Minimal :

$$\mu_i^j(x) \text{AND} \mu_i^k(x) = \min \{ \mu_i^j(x), \mu_i^k(x) \} \quad (2.57)$$

2) *Algebraic Product*

$$\mu_i^j(x) \text{AND} \mu_i^k(x) = \mu_i^j(x) \cdot \mu_i^k(x) \quad (2.58)$$

b. Gabungan *Fuzzy* (*OR*)

Operasi *OR* pada dua buah himpunan *fuzzy* dinyatakan dengan notasi  $A_i^j \cup A_i^k$ . terdapat beberapa metode melakukan operasi *OR*, antara lain :

1) Maksimal :

$$\mu_i^j(x) \text{OR} \mu_i^k(x) = \max \{ \mu_i^j(x), \mu_i^k(x) \} \quad (2.59)$$

2) *Algebraic Sum*

$$\mu_i^j(x) \text{OR} \mu_i^k(x) = \mu_i^j(x) + \mu_i^k(x) - \{ \mu_i^j(x) \cdot \mu_i^k(x) \} \quad (2.60)$$

Dari tiap-tiap aturan *fuzzy*, akan menghasilkan satu kesimpulan *fuzzy*. Hal ini mengakibatkan dalam setiap proses *fuzzy* akan menghasilkan beberapa kesimpulan *fuzzy*. Oleh karena itu, dari beberapa kesimpulan *fuzzy* tersebut perlu dilakukan proses penggabungan. Proses penggabungan ini disebut dengan proses agregasi . penggabungan ini akan membantu sebuah kontrol *fuzzy* yang merepresentasikan semua kesimpulan *fuzzy*.

## 2.5.6 Defuzzifikasi [10]

Himpunan *fuzzy* yang diperoleh dari proses agregasi masih berupa nilai linguistik. Oleh karena itu, perlu dilakukan proses pengolahan kesimpulan *fuzzy* menjadi sebuah nilai *crisp*. Proses pengolahan ini disebut dengan proses defuzzifikasi. Terdapat beberapa metode yang digunakan dalam proses defuzzifikasi, diantaranya *Center of Gravity (COG)*, *Center of Area (COA)*, dan *Mean of Maximum (MOM)*. Proses defuzzifikasi tersebut menggunakan persamaan :

a. *Center of Gravity (COG)*

$$y_i = \frac{\sum_j b_i \int_y \mu_i^j(y) dy}{\sum_j b_i \int_y \mu_i^p(y) dy} \quad (2.61)$$

di mana

$b_i$  = titik tengah dari area fungsi keanggotaan

b. *Center of Area (COA)*

$$y_i = \frac{\int \mu_i(y) y^p dy}{\int_y \mu_i(y) dy} \quad (2.62)$$

di mana

$y^p$  = titik puncak dari area fungsi keanggotaan

c. *Mean of Maximum (MOM)*

$$y_i = \frac{\sum \max(\mu_i^n) \cdot y_n}{\sum_n \max(\mu_i^n)} \quad (2.63)$$

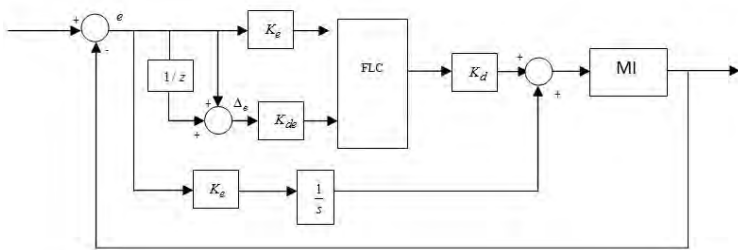
di mana

$n$  = jumlah  $\mu_i$  yang bernilai maksimal ( $\max(\mu_i^n)$ )

$y_n$  = titik tengah dari fungsi keanggotaan dengan  $\mu_i$

## 2.6 Kontroler PID Fuzzy Hybrid

Penggunaan kontrol hybrid *fuzzy* dan PID sebelumnya telah banyak diteliti dan diaplikasikan khususnya pada plant nonlinear seperti motor induksi [7]-[9]. Kontrol hybrid menunjukkan perpaduan antara dua buah kontroler atau lebih untuk memperoleh hasil yang diinginkan. dalam hal ini kontroler yang digabungkan adalah kontroler *fuzzy* struktur PD dengan kontroler integrator. Skema kontroler ditunjukkan pada Gambar 2.27. dengan masukan berupa error ( $e$ ) dan perubahan error ( $\Delta_e$ ).



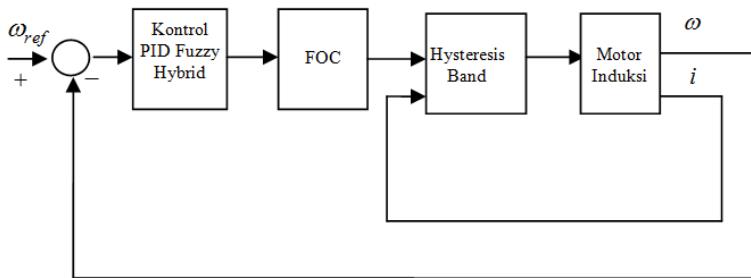
**Gambar 2.27** Kontroler *PID Fuzzy Hybrid*

## BAB III PERANCANGAN SISTEM

Bab ini membahas tentang perancangan simulasi motor induksi tiga fasa, perancangan metode vektor kontrol, dan perancangan kontroler *PID-Fuzzy Hybrid* untuk mengatur kecepatan motor induksi tiga fasa.

### 3.1 Diagram Keseluruhan Sistem

Perancangan sistem terdiri atas beberapa komponen penyusun yakni motor induksi sebagai plant, metode kontrol vektor /FOC untuk acuan sistem, dan kontroler kecepatan dengan *PID Fuzzy Hybrid*. Secara garis besar, rancangan keseluruhan sistem ditunjukkan pada Gambar 3.1



**Gambar 3.1** Blok Perancangan Sistem

### 3.2 Perancangan Simulasi Motor Induksi

Simulasi *plant* yaitu motor induksi tiga fasa, dilakukan dengan memodelkan motor ke dalam bentuk matematik. Seperti yang telah dibahas pada bab sebelumnya, bahwa ada beberapa *frame* acuan yang dapat digunakan untuk memodelkan motor induksi. Untuk metode vektor kontrol atau *field oriented control frame* acuan yang digunakan adalah frame yang berputar sinkron (*synchronously rotating frame*).

Dalam frame *synchronously rotating* :

- a. Persamaan tegangan pada stator dan rotor :

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_e \psi_{ds} \quad (3.1)$$



$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} + \omega_e \psi_{qs} \quad (3.2)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \quad (3.3)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \quad (3.4)$$

b. Persamaan Fluks :

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.5)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.6)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.7)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.8)$$

Apabila persamaan tegangan dan fluks digabungkan, dan dinyatakan dalam bentuk matriks, maka akan terbentuk seperti berikut :

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e Ls & SL_m & \omega_e Ls \\ -\omega_e Ls & R_s + SL_s & \omega_e Ls & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Apabila matriks tersebut di sederhanakan, akan diperoleh bentuk sebagai berikut :

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e L_s & 0 & \omega_e L_s \\ -\omega_e L_s & R_s & \omega_e L_s & 0 \\ 0 & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & 0 & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \\ i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

di mana  $S = \frac{d}{dt}$

$$\omega_e = 2\pi f_{\text{supply}} \quad (3.11)$$

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m \quad (3.12)$$

sehingga,

$$[v] = [A][i] + [B] \frac{d}{dt} [i] \quad (3.13)$$

$$\frac{d}{dt} [i] = [B]^{-1} [v] - [B]^{-1} [A][i] \quad (3.14)$$

dengan,

$$[v] = \begin{bmatrix} v_{qs} & v_{ds} & v_{qr} & v_{dr} \end{bmatrix}^T \quad (3.15)$$

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{qr} & i_{ds} & i_{dr} \end{bmatrix}^T \quad (3.16)$$

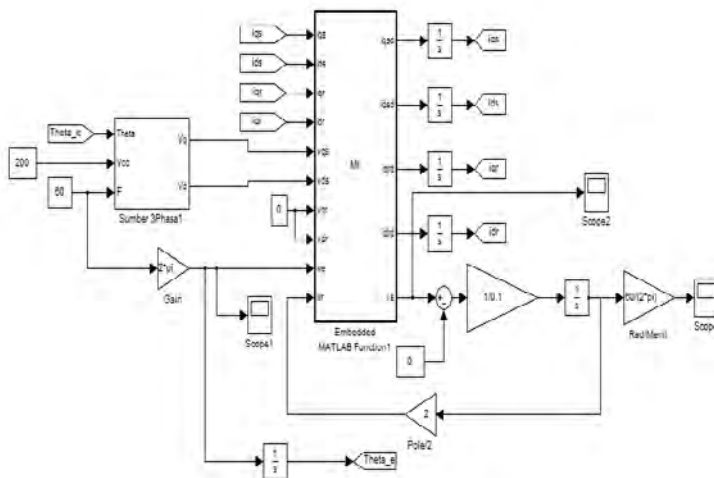
$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e L_s & 0 & \omega_e L_s \\ -\omega_e L_s & R_s & \omega_e L_s & 0 \\ 0 & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & 0 & (\omega_e - \omega_r) L_r & R_r \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

persamaan torsi yang dibangkitkan :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.19)$$

Persamaan-persamaan tersebut, kemudian dibentuk dalam SIMULINK untuk membuat simulasi *plant* motor induksi tiga fasa seperti pada Gambar 3.1 yang menunjukkan hasil perancangan pemodelan motor induksi.



**Gambar 3. 2** Blok simulasi motor induksi tiga fasa

Parameter motor yang digunakan untuk simulasi motor, disajikan pada Tabel 3.1 berikut.

**Tabel 3. 1** Parameter Motor Induksi

No	Parameter	Nilai	Satuan
1	Tegangan (V)	200	volt
2	Frekuensi (f)	60	hertz
3	Jumlah Kutub (P)	4	
4	Damper (Br)	0	
5	Resistansi Stator (Rs)	3,350000	ohm
6	Resistansi Rotor (Rr)	1,990000	ohm
7	Induktansi Stator (Ls)	0,017067	Henry
8	Induktansi Rotor (Lr)	0,017067	Henry
9	Induktansi Motor (Lm)	0.016373	Henry
10	Inersia (J)	0.010000	Kgm <sup>2</sup>

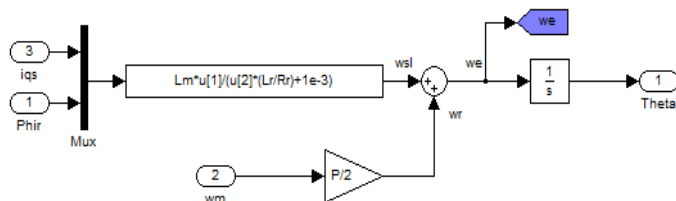
### 3.3 Perancangan Vektor Kontrol

Metode vektor kontrol yang digunakan dalam sistem ini adalah metode tak langsung (indirect) dengan skema metode ditunjukkan pada Gambar 2.19. perancangan metode ini dibagi kedalam beberapa tahap yaitu :

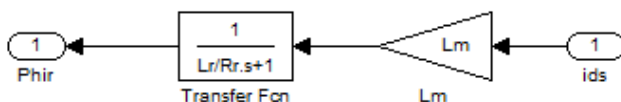
a. Menghitung  $\theta_e$

Blok perhitungan  $\theta_e$  dirancang berdasarkan Persamaan 2.28 dan 2.39, yaitu persamaan untuk menghitung kecepatan *slip* dan kecepatan rotor. Pada Gambar 3.3 ditunjukkan blok perhitungan  $\theta_e$  secara lengkap,

di mana input fluks rotor diambil dari Persamaan 2.41 dan blok perhitungannya ditunjukkan pada Gambar 3.4.



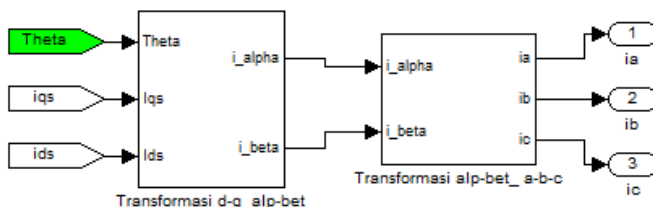
**Gambar 3. 3** Blok Perhitungan  $\Theta$



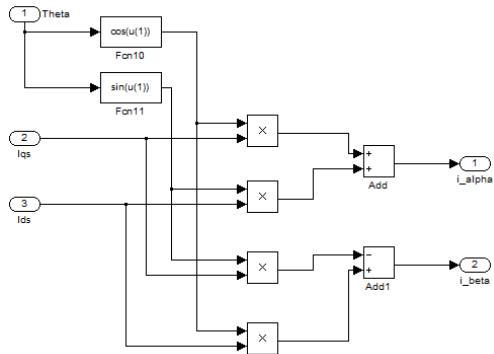
**Gambar 3. 4** Blok Perhitungan Fluks Rotor ( $\Phi_{hir}$ )

b. Transformasi Arus  $i_{ds}-i_{qs}$  ke  $i_a, i_b, i_c$

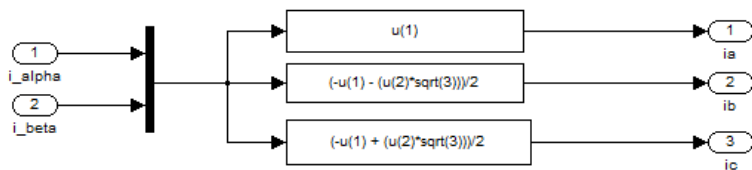
Arus aktual tiga fasa  $i_a, i_b, i_c$  diperlukan untuk masukan *current regulator* yang akan dibandingkan dengan arus tiga fasa referensi  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$  sebagai acuan PWM. Akan tetapi keluaran dari simulasi model motor induksi adalah arus dua fasa ( $d-q$ ) sehingga harus ditransformasi menggunakan Persamaan 2.25 (transformasi Park *invers*) dan Persamaan 2.13 (transformasi Clarke *invers*). Blok transformasi ini, ditunjukkan pada Gambar 3.5 dan subsistem transformasi ditunjukkan pada Gambar 3.6 dan Gambar 3.7.



**Gambar 3.5** Blok transformasi arus  $i_{ds}-i_{qs}$  ke  $i_a, i_b, i_c$



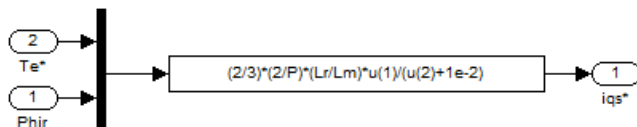
**Gambar 3. 6** Blok Transformasi Invers Park



**Gambar 3.7** Blok Transformasi Invers Clarke

c. Perhitungan  $i_{qs}^*$

Sinyal keluaran dari kontroler berupa torsi referensi ( $T_e^*$ ) akan dikonversi menjadi nilai  $i_{qs}^*$  sebagai arus referensi untuk mengatur torsi pada motor. Blok perhitungan  $i_{qs}^*$  ditunjukkan pada Gambar 3.8 dengan menurunkan persamaan torsi pada Persamaan 2.47.



**Gambar 3. 8** Perhitungan  $i_{qs}^*$

d. Perhitungan  $i_{ds}^*$

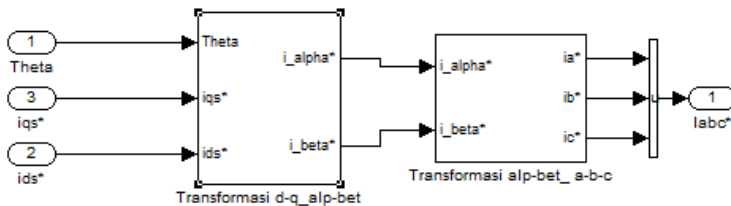
Arus referensi fluks  $i_{ds}^*$  dihitung dengan menurunkan Persamaan 2.45 di mana fluks referensi dibuat konstan dan nilainya disesuaikan dengan melihat respon sistem (tuning). Blok perhitungan arus referensi  $i_{ds}^*$  ditunjukkan pada Gambar 3.8.



**Gambar 3.9** Blok Perhitungan Arus Referensi  $i_{ds}^*$

e. Transformasi  $i_{ds}^*-i_{qs}^*$  ke  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$

Transformasi arus referensi  $i_{ds}^*-i_{qs}^*$  ke arus referensi tiga fasa  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$  dilakukan sama seperti transformasi arus aktual, yaitu dengan menggunakan transformasi invers Park (Persamaan 2.25) dan transformasi invers Clarke (Persamaan 2.13) blok transformasi diperlihatkan pada Gambar 3.10.

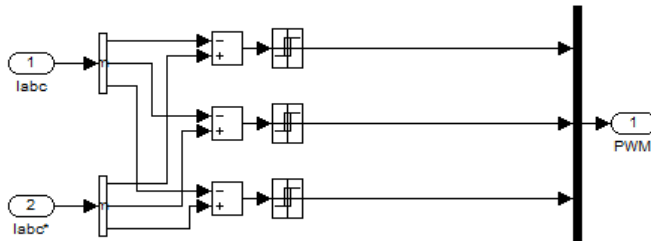


**Gambar 3.10** Blok Transformasi  $i_{ds}^*-i_{qs}^*$  ke  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$

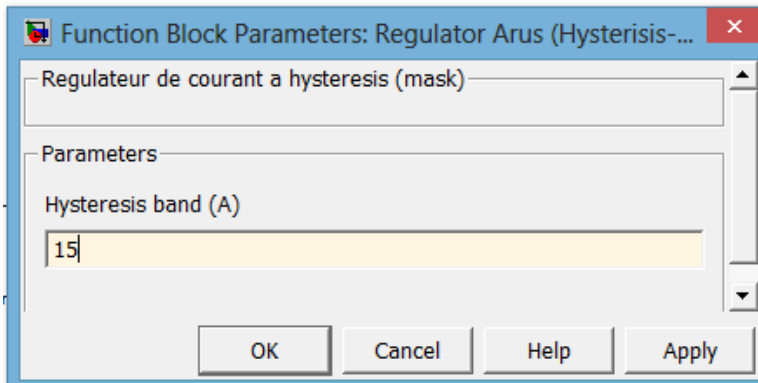
f. Blok *current regulator*

Blok *current regulator* berisi perbandingan arus referensi  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$  dan arus aktual  $i_a, i_b, i_c$  yang mana, arus aktual diharapkan dapat mengikuti arus referensi. Blok ini berisi *hysteresis band* dengan lebar transisi yang nilainya dapat di ubah-ubah. Gambar 3.11 memperlihatkan blok rangkaian *hysteresis band* dengan masukan arus referensi dan arus aktual, sedangkan outputnya berupa sinyal *PWM (Pulse Width Modulation)*. Gambar 3.12 menunjukkan *window* untuk menentukan nilai lebar transisi dari *hysteresis band*. Misalnya, lebar transisi

ditentukan sama dengan 10, maka batas atas dan batas bawah *hysteresis band* adalah  $+7,5$  sampai  $-7,5$ . batas inilah yang akan menentukan switching nilai tegangan yang akan di inputkan ke inverter. Prinsip kerja *hysteresis band* , secara lengkap dijelaskan pada bagian 2.3.



**Gambar 3.11** Blok hysteresis Band



**Gambar 3.12** Tuning Parameter Transisi Hysteresis Band

g. Blok inverter

Sinyal PWM yang dihasilkan oleh *hysteresis band* akan menjadi input inverter. Sinyal ini kemudian akan di transformasi kedalam tegangan tiga fasa yang akan dijadikan sumber tegangan ke motor. persamaan yang digunakan untuk menghitung tegangan tiga fasa adalah :



$$v_a = v_{a0} - v_{b0} \quad (3.20)$$

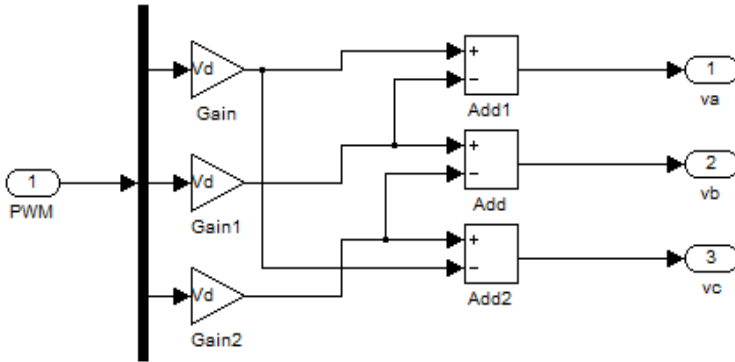
$$v_b = v_{b0} - v_{c0} \quad (3.21)$$

$$v_c = v_{c0} - v_{a0} \quad (3.22)$$

dengan,

$v_d$  = Tegangan sumber DC.

Berdasarkan persamaan diatas, kemudian dibuat blok perhitungan tegangan tiga fasa yang dihasilkan oleh inverter. Secara lengkap, blok inverter ditunjukkan pada Gambar 3.13



**Gambar 3.13** Blok Inverter

h. Transformasi tegangan  $v_a, v_b, v_c$  ke tegangan  $v_{ds} - v_{qs}$

Transformasi tegangan sumber tiga fasa yang dihasilkan inverter ke dalam tegangan dua fasa dilakukan karena model motor induksi yang digunakan menggunakan sumber dua fasa dalam acuan *frame synchronously rotating*. Seperti pada transformasi arus yang dilakukan sebelumnya, transformasi tegangan juga dilakukan dalam dua tahap yaitu transformasi Clarke (Persamaan 2.11) dan transformasi Park (Persamaan 2.23)

Dari transformasi Clarke, diperoleh tegangan dua fasa dalam *frame* stasioner, yang ditunjukkan dalam persamaan;

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c \quad (3.23)$$

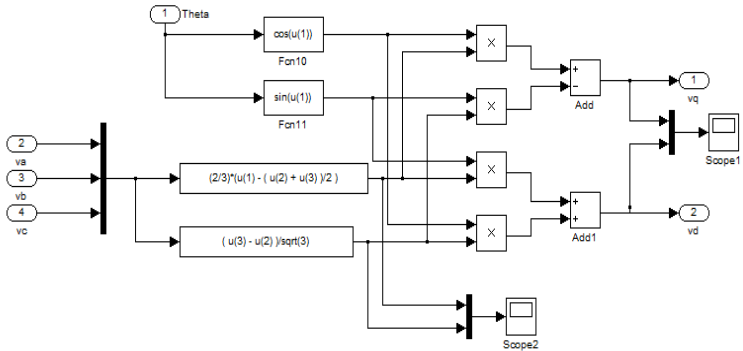
$$v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_b + \frac{1}{\sqrt{3}}v_c \quad (3.24)$$

sedangkan, dari transformasi Park akan diperoleh tegangan dua fasa dalam *frame rotating*, yang ditunjukkan dengan persamaan

$$v_{qs} = v_{qs}^s \cos \theta_e - v_{ds}^s \sin \theta_e \quad (3.25)$$

$$v_{ds} = v_{qs}^s \sin \theta_e + v_{ds}^s \cos \theta_e \quad (3.26)$$

Dari persamaan di atas, akan diperoleh tegangan sumber ( $d-q$ ) sebagai sumber tegangan motor induksi. Blok transformasi tegangan, diperlihatkan secara lengkap pada Gambar 3.14.

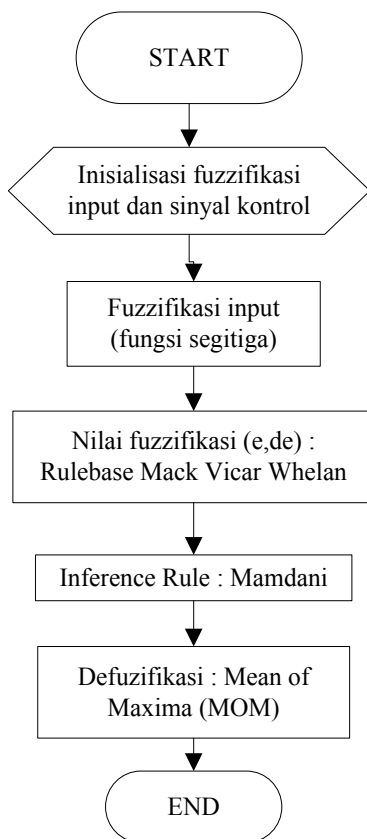


**Gambar 3.14** Blok Transformasi tegangan  $v_a, v_b, v_c$  ke  $v_{ds} - v_{qs}$

### 3.4 Perancangan Kontroler *PID-Fuzzy Hybrid*

Untuk mengatur kecepatan motor induksi dalam sistem ini, digunakan penggabungan metode kontrol yaitu antara kontroler *fuzzy* struktur PD dan kontroler Integral konvensional. Penggunaan kontroler struktur *fuzzy* PD diharapkan dapat mempercepat sistem mencapai keadaan *steady state* dan tidak berosilasi sedangkan untuk mempertahankan keadaan *steady state*, maka ditambahkan kontrol integrator. Diharapkan kontroler ini juga akan bekerja saat sistem diberikan beban agar dapat mempertahankan kondisi *steady statenya*

Masukan kontroler *fuzzy* adalah sinyal eror ( $e$ ) dan perubahan eror ( $\Delta e$ ), di mana eror merupakan selisih nilai referensi kecepatan dan nilai aktual kecepatan dari motor induksi. Sinyal eror ( $e$ ) dan perubahan eror ( $\Delta e$ ) ini, akan diolah dalam tiga tahap *Fuzzy* yaitu fuzzifikasi, inferensi dan defusifikasi sehingga dihasilkan sinyal kontrol untuk mengatur kecepatan *plant*. Gambar 3.15 menunjukkan diagram alir proses *fuzzy* yang digunakan dalam perancangan sistem.



**Gambar 3.15** *Flowchart* Proses Fuzzy

### 3.4.1 Fuzzifikasi

Proses ini akan mengubah nilai  $e$  dan  $\Delta e$  dalam bentuk *crisp* menjadi anggota himpunan *Fuzzy*, dengan pengelompokan sebagai berikut :

NB = Negatif Besar (1)

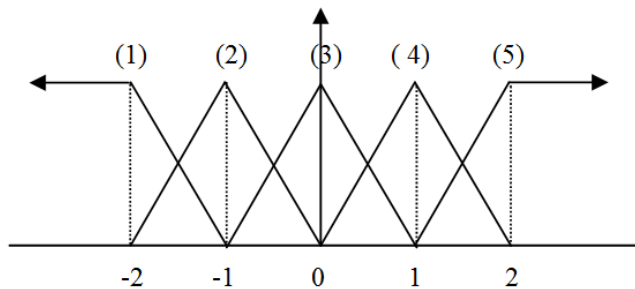
NK = Negatif Kecil (2)

SN = Sekitar Nol (3)

PK = Positif Kecil (4)

PB = Positif Besar (5)

di mana fungsi keanggotaan yang digunakan adalah fungsi segitiga sama kaki, dengan persamaan menghitung nilai anggota himpunan pada Persamaan 2.53 dan Gambar fungsi keanggotaan yang digunakan dalam perancangan kontroler yang ditunjukkan pada Gambar 3.16.



**Gambar 3.16** Fungsi Keanggotaan Fuzzifikasi Sinyal  $e$ ,  $\Delta e$  dan sinyal kontrol

### 3.4.2 Rule Base

Setelah nilai  $e$  dan  $\Delta e$  dikonversi menjadi nilai yang menyatakan anggota himpunan *fuzzy*, anggota himpunan tersebut akan digunakan untuk menarik keputusan sinyal kontrol yang akan digunakan untuk menangani error. *Rule base* yang digunakan dalam perancangan sistem ini adalah dalam bentuk Tabel Mack Vicar Whelan dengan lima anggota himpunan yang ditunjukkan pada Tabel berikut.

**Tabel 3. 2** Tabel Mack Vicar Whelan dengan *Rule base* 5x5

	$e$					
	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	
$\Delta e$	<b>1</b>	1	1	2	2	3
	<b>2</b>	1	2	2	3	4
	<b>3</b>	2	2	3	4	4
	<b>4</b>	2	3	4	4	5
	<b>5</b>	3	4	4	5	5

### 3.4.3 Inferensi

Proses ini adalah proses untuk menarik kesimpulan sinyal kontrol *fuzzy* yang akan digunakan, berdasarkan hasil seleksi dari *rule base*. Aturan inferensi yang digunakan adalah aturan Mamdani, yang mencari nilai maksimum dari sinyal kontrol, sinyal error minimum dan perubahan error minimum, dengan persamaan sebagai berikut :

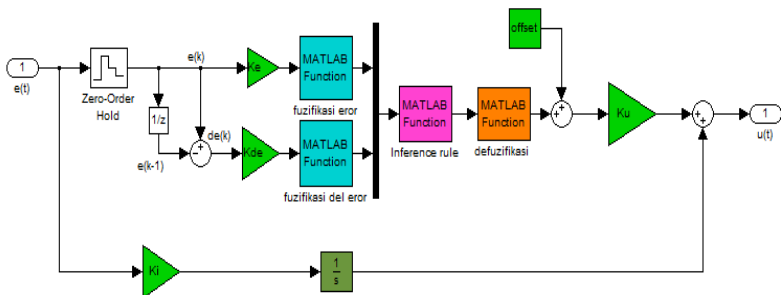
$$uf(k) = \max(uf(k), \min(e(j), \Delta_e(i)) \quad (3.27)$$

### 3.4.4 Defuzzifikasi

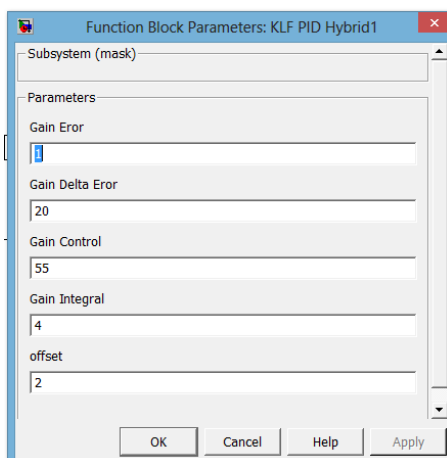
Keputusan sinyal kontrol yang diperoleh dari proses inferensi adalah berupa nilai linguistik (verbal), sehingga harus diubah menjadi nilai *crisp* agar dapat diaplikasikan ke plant. Proses fuzzifikasi melakukan proses tersebut, dan pada sistem ini metode fuzzifikasi yang digunakan adalah metode *Mean of Maximum (MOM)*

Karena struktur *fuzzy* yang digunakan adalah struktur PD, maka masukan nilai *e* dan  $\Delta e$  akan dikalikan dengan gain eror dan gain perubahan eror (delta eror), Demikian pula dengan hasil fuzzifikasi juga akan dikalikan dengan gain kontrol ( $K_u$ ) yang nantinya akan digunakan sebagai parameter-parameter *tuning* untuk menghasilkan respon yang diinginkan.

Gambar 3.17 memperlihatkan blok keseluruhan kontroler *PID fuzzy hybrid* dengan penambahan parameter offset, sehingga titik tengah daerah kerja kontroler dapat digeser. Parameter-parameter seperti *gain* eror ( $K_e$ ), *gain* delta eror ( $K_{de}$ ), konstanta integrator ( $K_i$ ) dan gain kontrol ( $K_u$ ) serta offset diperoleh berdasarkan hasil *tuning* hingga didapatkan hasil sesuai dengan yang diinginkan. Tampilan *window* untuk keperluan *tuning* parameter diperlihatkan pada Gambar 3.18.



**Gambar 3.17** Blok Kontroler *PID Fuzzy Hybrid*



**Gambar 3.18** Window Parameter Kontroler

## BAB IV SIMULASI DAN ANALISA

Dalam bab ini, dipaparkan hasil simulasi yang telah dilakukan terhadap sistem yang dirancang pada bab sebelumnya. Kemudian dilakukan analisa terhadap simulasi tersebut untuk mengetahui sejauh mana kontroler dapat mengendalikan motor induksi.

### 4.1 Simulasi Pemodelan Motor Induksi

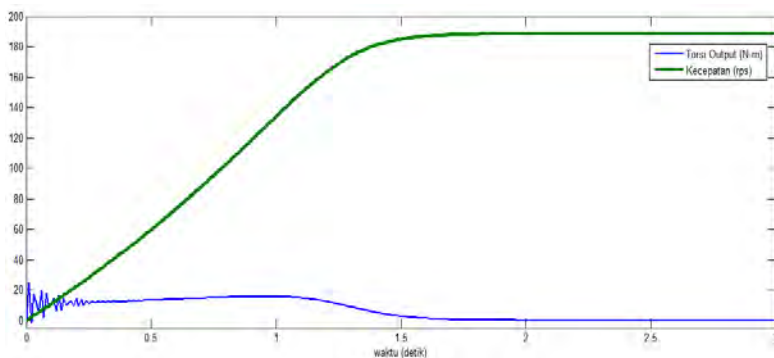
Berdasarkan pemodelan motor yang dirancang, diperoleh kurva hasil simulasi respon kecepatan putar motor, yang ditunjukkan pada Gambar 4.1. Berdasarkan parameter motor yang digunakan pada Tabel 3.1, diketahui bahwa jumlah kutub (P) motor sama dengan empat, sehingga dengan menggunakan Persamaan 2.1 diketahui bahwa kecepatan sinkron ( $n_s$ ) motor adalah 1800 rpm atau 188,4 rps. Untuk menguji pemodelan motor induksi, diberikan sumber tegangan tiga fasa seimbang 200 volt dengan frekuensi 50Hz.

Karakteristik transien dari respon meliputi waktu tunda (delay time), yaitu waktu yang diperlukan oleh respon untuk mencapai setengah dari nilai steady state tunak untuk waktu pertama. Waktu naik (*rise time*), adalah waktu yang diperlukan oleh respon untuk naik dari 5% ke 95% atau 10% ke 90% dari nilai steady state. Waktu tunak (*settling time*) adalah waktu yang dibutuhkan respon untuk mencapai keadaan stabil, atau dianggap stabil [11]. Berdasarkan respon motor pada Gambar 4.1, karakteristik transien dari sistem dinyatakan dalam Tabel 4.1.

**Tabel 4.1** Karakteristik Respon Transien Kurva Kecepatan Motor Induksi

No	Karakteristik	Simbol	Nilai (detik)
1	<i>Time delay</i>	$t_d$	0,75
2	<i>Rise time</i>	$t_r$	1,28
3	<i>Settling time</i>	$t_s$	1,95

Gambar 4.1 menunjukkan respon hasil simulasi pemodelan motor induksi dengan sumber AC tiga fasa murni, baik respon kecepatan maupun respon torsi. Untuk melihat pengaruh torsi yang bekerja terhadap kecepatan yang dihasilkan motor, kurva torsi dan kecepatan ditempatkan dalam satu *frame*. Dari kurva respon, pada saat starting Torsi yang dibangkitkan mencapai 25 N-m dan kecepatan putar motor adalah 0,99 rps. Torsi maksimum atau *brekdawn torque* sama dengan 15N-m dicapai pada saat  $t = 0,79$  detik dan pada waktu tersebut, kecepatan telah mencapai 56,1% dari kecepatan *steady state* atau sama dengan 101.8 rps. *Settling time* respon adalah 1,95 detik, yaitu waktu sistem mencapai keadaan *steady state*, dan pada saat tersebut torsi pun telah habis.



**Gambar 4.1** Respon Kecepatan Vs Torsi Pemodelan Motor Induksi dengan Sumber Tegangan 3Fasa Murni.

## 4.2 Simulasi Motor Induksi dengan Kontroler *PID-Fuzzy Hybrid*

Simulasi motor induksi menggunakan metode vektor kontrol dengan kontroler *PID-Fuzzy Hybrid* yang telah dirancang, akan disimulasikan pada kondisi tanpa beban dan dengan beban. Sebelumnya, dilakukan tuning parameter untuk memperoleh hasil yang diharapkan. Dari proses tuning, diperoleh parameter – parameter yang hasil responnya mendekati respon yang diinginkan. Parameter-parameter tersebut ditunjukkan dalam Tabel 4.2.

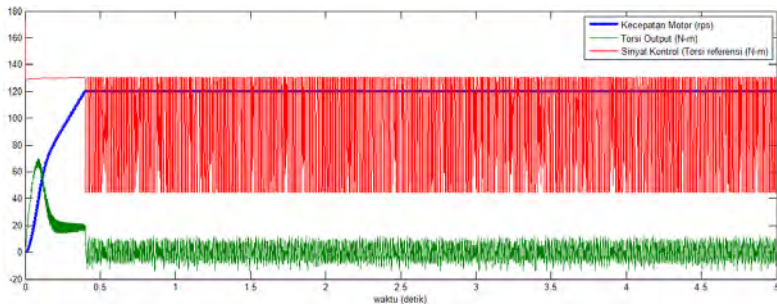


**Tabel 4.2** Parameter Pengujian Motor Induksi dengan Kontroler *PID-Fuzzy Hybrid*

No	Parameter	Nilai
1	$\psi_r^*$	3,50
2	$K_i$	0,07
3	$K_{de}$	0,10
4	$\omega_r^*$ (rps)	120
5	$K_u$	43
6	Hyseteresis Band	22
7	$K_e$	15
8	<i>Offset</i>	2

#### 4.2.1 Kondisi Tanpa Beban

Pada percobaan dengan kondisi tanpa beban, akan diamati respon transien dan *steady state* sistem dengan menggunakan kontroler *PID-fuzzy hybrid*. Sinyal kontrol atau torsi referensi yang dihasilkan kontroler, torsi yang dibangkitkan pada motor, dan respon kecepatan motor induksi, juga ditampilkan dalam satu *frame* untuk memperlihatkan pengaruh sinyal kontrol terhadap respon sistem.



**Gambar 4.2** Respon Kecepatan, Torsi Output, dan Torsi Referensi Motor Induksi Tanpa beban dengan Kontroler *PID Fuzzy Hybrid*

Gambar 4.2 menunjukkan respon motor pada kondisi tanpa beban, dari hasil simulasi diketahui bahwa sinyal kontrol yang

dihasilkan pada saat starting mencapai 168 N-m, namun pada saat  $t=0,0004$  detik turun hingga 129,0N-m dan bertahan hingga sistem mencapai steady state pada saat  $t=46$  detik. Berdasarkan pengaruh sinyal kontrol tersebut, torsi yang dibangkitkan pada motor saat  $t=0$  hingga  $t=0.09$  detik mencapai 70 N-m kemudian turun hingga 20N-m. Pada saat *steady state* torsi yang dibangkitkan berosilasi di sekitar -10 N-m hingga +10 N-m, hal ini disebabkan oleh osilasi sinyal kontrol, yaitu sekitar 50 N-m hingga 130 N-m untuk mempertahankan kondisi *steady state*.

Pengaruh sinyal kontrol terhadap kecepatan motor juga terlihat pada Gambar 4.2, di mana sinyal kontrol membuat sistem mampu mencapai kecepatan referensi yang diinginkan yaitu sebesar 120 rps dalam waktu 0,46 detik dan tidak terdapat overshoot pada sistem. Terdapat *ripple* pada respon sistem dengan nilai maksimum 0,25% pada saat  $t=0,41$  detik. Akan tetapi, secara keseluruhan sistem dapat mencapai kecepatan referensi yang diinginkan dengan presentase eror *steady state* sama dengan nol persen. Dengan menggunakan pendekatan respon orde dua, secara lengkap respon transien dan *steady state* sistem ditunjukkan pada Tabel 4.3 sebagai berikut.

**Tabel 4.3** Karakteristik Respon Transien dan *steady state* Hasil Simulasi Motor Induksi

No	Karkteristik	Simbol	Nilai (detik)
1	<i>Time delay</i>	$t_d$	0,20
2	<i>Rise time</i>	$t_r$	0,33
3	<i>Settling time</i>	$t_s$	0,46
4	% <i>ripple</i>	$e_{rms}$	0,25%
5	Error <i>steady state</i>	$e_{ss}$	0,00%

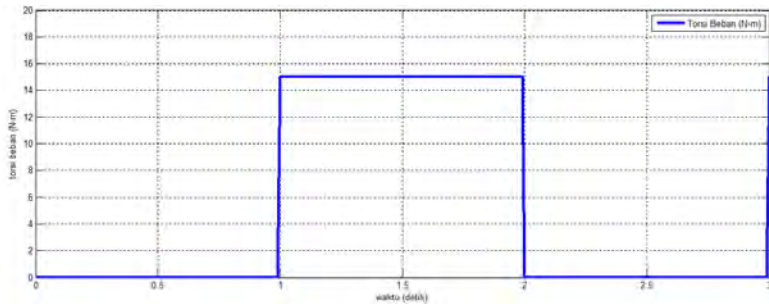
#### 4.2.2 Kondisi dengan Beban

Percobaan pengujian performansi kontroler *PID-fuzzy hybrid* dengan memberikan beban pada motor, dilakukan dengan dua cara pemberian beban yaitu memberikan beban secara instan dan pemberian beban secara gradual. Dalam percobaan ini, untuk mengamati kinerja kontroler, beban akan diberikan hingga 15 N-m, yaitu beban maksimum

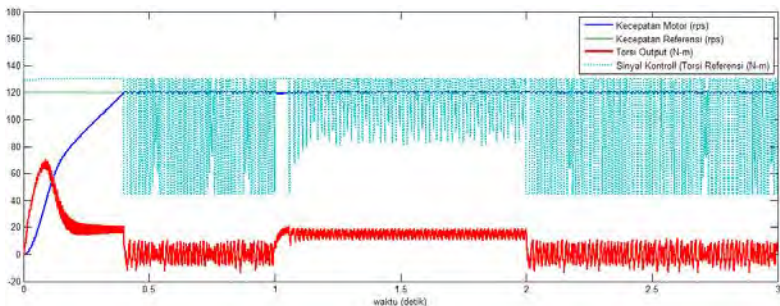
yang dapat ditanggung motor berdasarkan simulasi pemodelan motor pada Gambar 4.1.

#### a. Beban Instan

Percobaan pertama adalah percobaan dengan memberikan beban maksimal yaitu 15 N-m terhadap motor, pada saat motor telah mencapai steady state yaitu pada saat  $t=1$  detik seperti pada kurva beban Gambar 4.3. Simulasi dijalankan selama tiga detik dan respon sinyal kontrol terhadap perubahan beban diperlihatkan pada Gambar 4.4 dan juga dampaknya terhadap torsi yang dibangkitkan dan respon kecepatan motor.



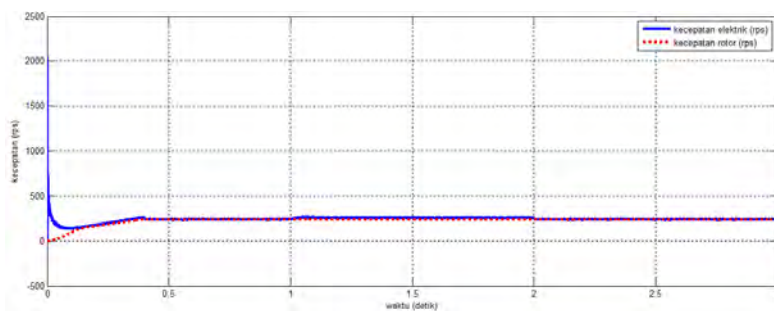
**Gambar 4.3** Kurva Beban Instan



**Gambar 4.4** Respon Sinyal Kontrol, Torsi output, dan Kecepatan Motor beban instan dengan Kontroler *PID Fuzzy Hybrid*

Berdasarkan hasil simulasi pada Gambar 4.4, sebelum diberikan beban, sinyal kontrol yang diberikan membuat sistem

mencapai keadaan *steady state* dengan karakteristik transien sama dengan kondisi motor tanpa beban (*settling time* =0,46 detik). Pada saat diberikan beban, sinyal kontrol yang diberikan maksimum, yaitu sekitar 130 N-m. Pada waktu tersebut torsi yang dibangkitkan naik mencapai 18 N-m dan berosilasi. Sedangkan respon kecepatan mengalami penurunan sebesar 119,2 N-m. Hal ini berlangsung hingga  $t=1,06$  detik. Pada detik ke 1,07, sinyal kontrol berosilasi dengan transisi dari 45,5 N-m sampai 130 N-m membuat respon kecepatan mampu mengejar kecepatan referensi. Sinyal kontrol terus berosilasi mempertahankan keadaan *steady state*, dan torsi yang dibangkitkan pada saat *steady state* adalah 15 N-m akan tetapi dalam keadaan berosilasi dengan ransisi 5N-m sampai 20 N-m.



**Gambar 4.5** Kurva  $\omega_e$  dan  $\omega_r$  dengan beban instan 15 N-m

Untuk memperlihatkan performa vektor kontrol dalam percobaan pemberian beban instan dengan menggunakan metode *PID-fuzzy hybrid*, maka pada Gambar 4.5, ditunjukkan hasil plot kurva kecepatan elektrik atau kecepatan medan putar ( $\omega_e$ ) dan kurva kecepatan putar ro tor ( $\omega_r$ ). K urva hasil plot diatas, memperlihatkan bahwa kecepatan putar rotor ( $\omega_r$ ) dapat mengikuti kecepatan medan putar atau kecepatan elektrik ( $\omega_e$ ) baik pada saat motor dalam keadaan tanpa beban maupun pada saat diberikan beban sebesar 15 N-m pada saat  $t= 1$  detik.

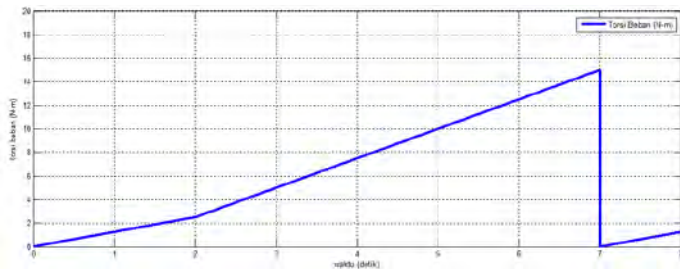
## b. Beban Gradual

Pada percobaan pemberian beban secara gradual, beban diberikan seperti berikut :

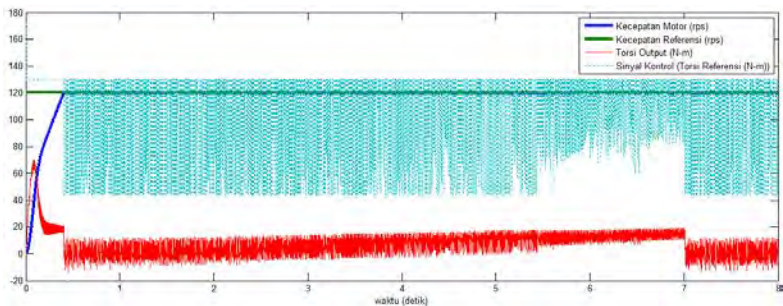
Waktu (detik)	0-2	2-3	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
Torsi Beban (N-m)	0-2,5	2,5-5	5-7,5	7,5-10	10-12,5	12,5-15	0

dan disimulasikan selama 8 detik. Beban diberikan secara kontiniu, dengan asumsi bahwa dari 0-2 detik, torsi yang diberikan berkisar 0 hingga 2,5 N-m torsi diberikan saat sistem telah mencapai kondisi *steady state*. Untuk pergantian beban dilakukan setiap satu detik dengan rentang 0-2,5 N-m.

Hasil simulasi respon sistem terhadap perubahan beban secara gradual atau bertahap diperlihatkan pada Gambar 4.7. Untuk memperjelas respon kecepatan terhadap sinyal kontrol, maka sinyal kontrol ditampilkan dalam garis putus-putus, dan pada Gambar 4.8 disajikan tampilan *close-up* respon kecepatan terhadap perubahan beban secara gradual.



**Gambar 4.6** Kurva Beban Gradual



**Gambar 4.7** Respon Sinyal Kontrol, Torsi output, dan Kecepatan Motor beban gradual dengan Kontroler PID Fuzzy Hybrid7

Berdasarkan Gambar 4.7, sinyal kontrol yang dihasilkan berdasarkan perubahan beban gradual (Gambar 4.6) hingga detik ke-2 sama dengan percobaan tanpa beban, di mana sistem mulai *steady state* pada saat  $t=0,46$  detik. Akan tetapi, jika diamati secara seksama, torsi yang dibangkitkan pada motor sejak kondisi *steady state* hingga setiap pergantian beban, nilainya meningkat secara bertahap untuk setiap pergantian beban hingga detik ke 5,5.

Mulai pada detik ke-5,5, sinyal kontrol yang dihasilkan kontroler rentang osilasinya berkurang, dari sebelumnya sama dengan 45N-m sampai 130 N-m berkurang menjadi 75 N-m sampai 130 N-m. Pada detik ke-7, beban dilepas dan sinyal kontrol kembali pada posisi tanpa beban dan torsi yang dibangkitkan pun menurun.

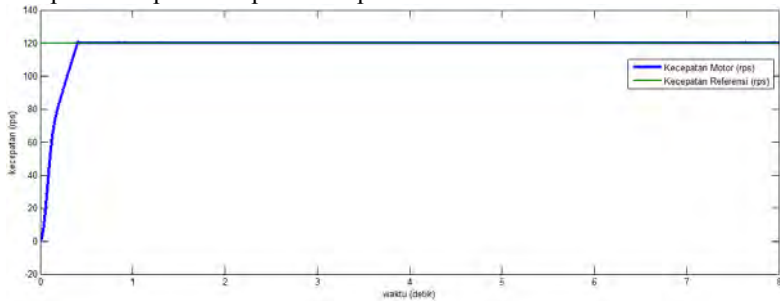
Respon kecepatan terhadap sinyal kontrol tidak menunjukkan perbedaan besar setiap pergantian beban, kecepatan motor yang dihasilkan tetap dapat mengikuti referensi yang diberikan, tanpa *overshoot* meskipun terdapat ripple maksimum sekitar 0,25%, yang dimaksudkan dengan *ripple* adalah  $e_{rms}$  pada respon sistem. Gambar 4.8 memperlihatkan tampilan respon kecepatan motor terhadap perubahan beban secara gradual. Dengan menggunakan pendekatan analisa respon orde dua, karakteristik transien dan *steady state* dari respon kecepatan tersebut, diperlihatkan dalam Tabel 4.7.

**Tabel 4.4** Karakteristik Respon Transien dan *steady state* Hasil Simulasi Motor Induksi

No	Karkteristik	Simbol	Nilai (detik)
1	<i>Time delay</i>	$t_d$	0,20
2	<i>Rise time</i>	$t_r$	0,33
3	<i>Settling time</i>	$t_s$	0,46
4	% <i>ripple</i>	$e_{rms}$	0,25%
5	% eror <i>steady state</i>	$e_{ss}$	0%

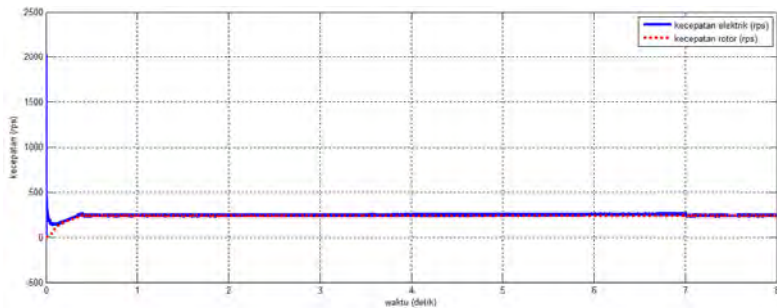
Dibandingkan dengan menggunakan beban instan, pemberian beban secara gradual atau bertahap dan bersifat kontiniu, respon kecepatan yang dihasilkan motor lebih mampu mengikuti kecepatan

referensi, karena tidak terjadi jatuh pada respon kecepatan, sehingga kecepatan tetap berada pada kecepatan referensi.



**Gambar 4.8** Tampilan *Close-up* Respon Kecepatan

Untuk memperlihatkan performa vektor kontrol, pada kondisi percobaan beban secara gradual dengan kontroler *PID-fuzzy hybrid*, pada Gambar 4.9 juga diberikan kurva kecepatan elektrik atau kecepatan medan putar ( $\omega_e$ ) dan kurva kecepatan putar rotor ( $\omega_r$ ). Kurva hasil plot diatas, memperlihatkan bahwa kecepatan putar rotor ( $\omega_r$ ) dapat mengikuti kecepatan medan putar atau kecepatan elektrik ( $\omega_e$ ) baik pada saat motor dalam keadaan tanpa beban maupun pada saat diberikan beban yang berubah secara bertahap.



**Gambar 4.9** Kurva  $\omega_e$  dan  $\omega_r$  dengan Beban Gradual

## **BAB V**

### **PENUTUP**

Bab ini memaparkan kesimpulan dari hasil yang diperoleh dalam penelitian ini, dan juga saran-saran yang diberikan untuk pengembangan penelitian di masa mendatang.

#### **5.1 Kesimpulan**

Setelah melakukan penelitian, dapat disimpulkan bahwa :

1. kontroler PID *fuzzy hybrid* dengan metode vektor kontrol yang telah dirancang, dapat digunakan untuk pengaturan kecepatan pada motor dengan respon *settling time* sama dengan 0,46 detik, tidak terdapat overshoot, dan mampu mengikuti referensi yang diberikan tanpa eror *steady state*, meskipun terdapat *ripple* maksimum sekitar 0,25%.
2. Pada saat motor diberikan beban instan sebesar 15N-m, terjadi penurunan kecepatan sebesar 119,2 N-m selama 0,06 detik. Dengan *settling time* 0,46detik, tanpa *overshoot*, dan tidak ada *error steady state* dengan *ripple* maksimum 0,25%
3. Pada saat motor diberikan beban gradual , responnya tidak jauh berbeda dengan *range* pembebanan 2,5 N-m sampai 15N-m , *settling time* sistem tetap berada pada 0,46 detik, tanpa *overshoot*, tidak ada eror *steady state* dengan *ripple* maksimum tetap 0,25%.

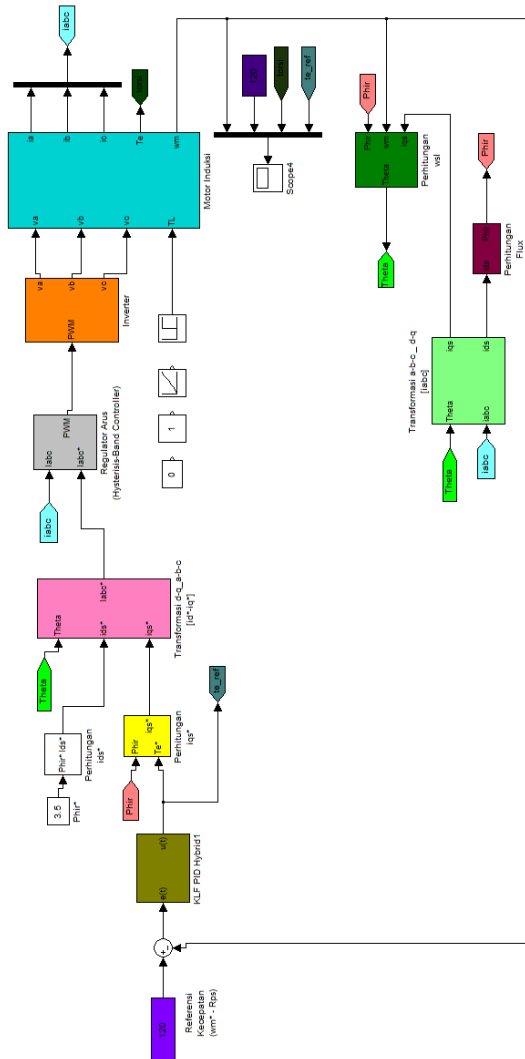
#### **5.2 Saran**

1. Untuk mengetahui pengaruh dari kontroler terhadap motor, perlu dilakukan implementasi untuk mengetahui kondisi real sistem
2. Referensi yang diberikan dapat berupa variasi kecepatan untuk mengetahui sejauh mana kontroler dapat mengikuti referensi yang diberikan.
3. Dalam penelitian ini, motor yang digunakan berdaya kecil yaitu 1hp, sehingga tingkat pengontrolannya lebih mudah dibandingkan dengan motor berkapaitas besar. Untuk lebih mengetahui performa kontroler, dapat diaplikasikan pada motor berkapasitas besar.



## LAMPIRAN

a. Diagram blok keseluruhan sistem :



b. Program Fuzzifikasi :

```
function xf=fusi(x)
xf=[0 0 0 0 0]';
if x<-2
    xf(1)=1;
elseif x<-1
    xf(1)=-1-x;
    xf(2)=x-(-2);
elseif x<0
    xf(2)=0-x;
    xf(3)=x-(-1);
elseif x<1
    xf(3)=1-x;
    xf(4)=x-0;
elseif x<2
    xf(4)=2-x;
    xf(5)=x-1;
else
    xf(5)=1;
end
```

c. Program Inference Rule :

```
function uf=infus(eder)
erf(1)=eder(1);
erf(2)=eder(2);
erf(3)=eder(3);
erf(4)=eder(4);
erf(5)=eder(5);
```

```
derf(1)=eder(6);
derf(2)=eder(7);
derf(3)=eder(8);
derf(4)=eder(9);
derf(5)=eder(10);
```

```
uf=[0 0 0 0 0]';
```

```
rbf=[1 1 2 2 3
```

```

1 2 2 3 4
2 2 3 4 4
2 3 4 4 5
3 4 4 5 5];
for i=1:5
    for j=1:5
        k=rbf(i,j);
        % inference rule mamdani
        uf(k)=max( uf(k), min(erf(j),derf(i))
    );
        %Larsent arithmatik rule
        % uf(k)=0.5*( uf(k) +
sqrt(erf(j)*derf(i)) );
    end
end
end

```

d. Program Defuzzifikasi :

```

function x=defusi(xf)
atas=-2*xf(1)-1*xf(2)+0*xf(3)+1*xf(4)+2*xf(5);
bawah=xf(1)+xf(2)+xf(3)+xf(4)+xf(5);
x=atas/bawah;

```

*Halaman ini sengaja dikosongkan*